

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Міністерство освіти і науки України

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Жовнір Микола Федорович

УДК 53.082.4; 681.586.4; 531.71;
531.74; 531.77; 531.78

ДИСЕРТАЦІЯ

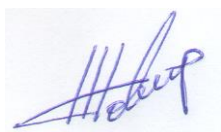
**АКУСТОЕЛЕКТРОННІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ З БЕЗКОТАКТНИМИ
ЕЛЕКТРИЧНО ПОВ'ЯЗАНИМИ ЧУТЛИВИМИ ЕЛЕМЕНТАМИ**

05.27.01 – твердотільна електроніка

Технічні науки

Подається на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело



М. Ф. Жовнір

Науковий консультант Писаренко Леонід Дмитрович, д.т.н., професор

Київ – 2018

АНОТАЦІЯ

Жовнір М. Ф. Акустoeлектронні перетворювачі з безконтактними електрично пов'язаними чутливими елементами. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю **05.27.01 – твердотільна електроніка.** – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, 2018.

В кваліфікаційній науковій праці приведено порівняльний аналіз фізичних основ та схемо-технічних принципів побудови перетворювачів фізичних величин. Показано, що технічні параметри традиційних вимірювальних перетворювачів (резистивних, п'єзоелектричних, ємнісних, гальваномагнітних, електромагнітних, фотоелектричних (оптоелектронних), акустооптичних та інших) практично досягли своїх граничних можливостей і подальше їх удосконалення можливо шляхом створення первинних перетворювачів з використанням нових фізичних ефектів. Показано, що акустoeлектронні перетворювачі (АЕП) на основі пристроїв на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ) мають ряд переваг: мала довжина хвиль при відносно невисоких частотах, можливість розподіленого приймання сигналу при мікроелектронному виконанні перетворювача, наявність ефективних методів збудження та приймання сигналів в пристроях акустoeлектроніки, можливість використання сучасних мікро-, наноелектронних технологій для реалізації перетворювачів на ПАХ в безпроводних радіовимірювальних системах.

Протягом останніх 20-ти років здійснюються наукові розробки та впровадження активних і пасивних АЕП фізичних величин з використанням ПАХ-пристроїв на основі зміни:

– фазової швидкості ПАХ та акустичної довжини лінії затримки (резонатора) внаслідок деформації звукопроводу балочного або мембранного

типу;

- фазової швидкості ПАХ та акустичної довжини лінії затримки (резонатора) при дії навколишнього середовища на поверхню звукопроводу (молекулярної ваги та концентрації газу, температури, вологості, електромагнітного випромінювання, тощо);

- коефіцієнта відбиття ПАХ від відбивальних решіток або зустрічно-штирових перетворювачів (ЗШП), що сполучені із зовнішніми чутливими елементами, на які діють температура, вологість, електромагнітне випромінювання тощо.

В той же час не приділялася належна увага теоретичному обґрунтуванню та практичній реалізації АЕП з безконтактними електрично пов'язаними чутливими елементами.

В рамках цієї роботи запропоновані нові конструктивні рішення, проведені теоретичні та експериментальні дослідження, які підтверджують можливість створення високочутливих акустoeлектронних перетворювачів на основі використання електричного поля поверхневих акустичних хвиль, що поширюються в лінійних та кільцевих п'єзоелектричних звукопроводах та хвилеводах:

- лінійних та кутових переміщень об'єкта на основі використання фазових набігань на поверхні п'єзоелектричних структур електричного поля кількох поверхневих акустичних хвиль з різними частотами, які приймаються безконтактним ПАХ-приймачем, що переміщується в електричному полі ПАХ;

- кутової швидкості об'єкта на основі використання ефекту Доплера при переміщенні безконтактного ПАХ-приймача в електричному полі біжучої по кільцевому п'єзоелектричному хвилеводу поверхневої акустичної хвилі;

- мікропереміщень та тиску на основі використання дисперсії фазової швидкості поверхневої акустичної хвилі в результаті збурення мембраною (зондом) електричного поля ПАХ, яка поширюється на п'єзоелектричних структурах.

В результаті комплексних досліджень акустoeлектронних перетворювачів фізичних величин отримані й узагальнені наступні наукові результати:

- запропоновано, теоретично обґрунтовано та реалізовано метод вимірювання лінійних (кутових) переміщень в діапазоні до 100 мм і вище (до 360 кут. град.) на основі використання фазових набігань на поверхні лінійних (кільцевих) п'єзоелектричних структур електричного поля кількох ПАХ, що приймаються безконтактним електрично пов'язаним ПАХ-приймачем. Показано, що при збудженні у звукопроводі (хвильоводі) ПАХ на 3-х частотах (69,52; 70,62 та 71,69 МГц) формуються точна, проміжна та груба вимірювальні шкали, які забезпечують визначення координати ПАХ-приймача з коефіцієнтами перетворення на точній шкалі більшими 7,0 ел.град./мкм (0,5 ел.град./кут.сек.), що порівняно з метрологічними параметрами індуктосинів, фотоелектричних перетворювачів та пристроїв на основі інтерферометрів, які мають значно більші масогабаритні показники та складність конструкції;

- запропоновано та теоретично обґрунтовано метод вимірювання кутової швидкості на основі використання ефекту Доплера при обертанні ПАХ-приймача в електричному полі ПАХ, що поширюється в п'єзоелектричному хвильоводі. Показано, що при збудженні ПАХ на частоті 70 МГц в кільцевому хвильоводі з радіусом 10 мм метод забезпечує визначення швидкості ПАХ-приймача з коефіцієнтом перетворення 22 Гц/об./хв. в діапазоні до 13680 об./хв., що перевищує метрологічні параметри тахогенераторів постійного або змінного струму, перетворювачів магнітоелектричних, електромагнітних та фотоелектричних, які мають значно більші масогабаритні показники та складність конструкції;

- запропоновано, теоретично обґрунтовано та реалізовано метод вимірювання мікропереміщень та тиску на основі використання дисперсії фазової швидкості ПАХ в результаті збурення мембраною (зондом) електричного поля ПАХ, що поширюється на п'єзоелектричних структурах.

Показано, що при переміщенні мембрани в електричному полі ПАХ, що поширюється на поверхні ніобат літію YZ -зрізу, метод може забезпечити коефіцієнти перетворення мікропереміщень та тиску близько 10 кГц/мкм (50 Гц/мм.рт.ст.) і вище в діапазоні до $15 \div 30$ мкм ($3000 \div 5000$ мм.рт.ст.). Такі перетворювачі можуть створюватися на базі універсального акустoeлектронного модуля, а конструкція чутливого елемента-мембрани (зонда) визначається заданим динамічним діапазоном фізичної величини.

– створені та досліджені математичні моделі первинних перетворювачів лінійних, кутових переміщень та швидкості на основі використання електричного поля ПАХ, що дозволяють визначати вимоги до конструктивних параметрів перетворювачів на основі лінійних та кільцевих п'єзоелектричних звукопроводів (хвильоводів), безконтактних розподілених ПАХ-приймачів та електричних параметрів задавальних генераторів у залежності від заданих метрологічних характеристик перетворювачів;

– створені та досліджені математичні моделі первинних перетворювачів мікропереміщень та тиску на основі використання дисперсії фазової швидкості ПАХ в результаті збурення мембраною (зондом) електричного поля ПАХ, які пов'язують конструктивні і електричні параметри та дозволяють визначати їх в залежності від заданих метрологічних характеристик перетворювачів;

– створена та досліджена модифікована математична модель плівкового п'єзоелектричного ПАХ-хвильоводу з використанням апроксимації результатів вимірювання фазової швидкості ПАХ в необмеженій плівковій структурі оксид цинку-плавлений кварц, яка дозволяє визначати конструктивні параметри хвильоводу, концентратора та зустрічно-штирових перетворювачів акустoeлектричного модуля на ПАХ для забезпечення одномодового режиму біжучої ПАХ. Приведені результати експериментальних досліджень плівкових хвильоводних структур на основі оксид цинку-плавлений кварц на установці лазерного зондування гомодинного типу, які підтверджують можливість використання плівкових п'єзоелектричних структур в акустoeлектронних перетворювачах.

Розроблені та експериментально досліджені макети акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень та їх складових блоків:

- перетворювачі лінійних та кутових переміщень на основі фазових набігань на поверхні лінійних (кільцевих) п'єзoeлектричних структур електричного поля 3-х ПАХ, що поширюються одночасно і які приймаються безконтактним ПАХ-приймачем; коефіцієнт перетворення лінійних переміщень із звукопроводом на ніобат літію YZ -зрізу на точній шкалі при частоті 70,62 МГц склав 7,28 ел.град./мкм; коефіцієнти перетворення лінійних та кутових переміщень на основі плівкової п'єзoeлектричної структури оксид цинку-плавлений кварц на точних шкалах склали відповідно 7,59 ел.град./мкм та 0,55 ел.град./ кут. сек;

- 3-х частотний генераторний блок, який містить три генератори на основі ліній затримки на ПАХ із кварцу ST -зрізу з секційним ЗШП, для збудження у звукопроводі (хвильоводі) ПАХ у вигляді суперпозиції 3-х хвиль; в результаті випробувань отримано для робочих частот (69,52; 70,62 та 71,69 МГц) перестроювання частоти близько 380 кГц при короточасній нестабільності частоти не гірше $5 \cdot 10^{-8} \text{ с}^{-1}$ та рівнях вихідного сигналу близько 1,0 В на кожній частоті;

- 3-х частотний блок підсилення та фільтрації вихідного сигналу безконтактного ПАХ-приймача, в якому розділення сигналів з різними частотами здійснюється ПАХ-фільтрами, синтез яких проведено з використанням фазового зважування електродів ЗШП за функцією Хеммінга; в результаті випробувань отримано для робочих частот (69,52; 70,62 та 71,69 МГц) смуги пропускання близько 450 кГц при рівнях вихідного сигналу близько 100 мВ.

Розроблено та експериментально досліджено макет акустoeлектронного перетворювача мікропереміщень та тиску на основі використання дисперсії фазової швидкості ПАХ в результаті збурення мембраною (зондом) електричного поля ПАХ, що поширюється на п'єзoeлектричній структурі; в результаті випробувань на частоті 45,2 МГц при переміщенні мембрани в

діапазоні $0 \div 15$ мкм перпендикулярно поверхні звукопровода із ніобата літію YZ-зрізу отримано середній коефіцієнт перетворення мікропереміщень $9,3$ кГц/мкм, при цьому середня чутливість перетворення тиску склала $42,6$ Гц/мм.рт.ст.

Запропоновано та обґрунтовано схемо-технічні принципи побудови та проектування пасивних акустoeлектронних перетворювачів для безпроводних радіовимірювальних систем:

- пасивна радіомітка на основі використання секційної конструкції зустрічно-штирового перетворювача ПАХ та технології множинного доступу з частотно-ковою модуляцією вхідного сигналу, призначеної для ідентифікації 2^n об'єктів, де n – число частот кодування;

- пасивний перетворювач мікропереміщень та тиску з відбивними структурами на основі збурення мембраною електричного поля ПАХ; при звукопроводі із ніобата літію YZ-зрізу на центральній частоті $69,76$ МГц коефіцієнти перетворення $11,7$ нс/мкм (177 пс/мм.рт.ст.) і вище в діапазоні до 15 мкм (1000 мм.рт.ст.);

- пасивний перетворювач лінійних та кутових переміщень на основі керованої лінії затримки на поверхневих акустичних хвилях з безконтактним ПАХ-відбивачем, що переміщується в електричному полі ПАХ; при звукопроводі із ніобата літію YZ-зрізу коефіцієнт перетворення $0,57$ нс/мкм в діапазоні до $100 \div 200$ мм, а при переміщенні ПАХ-відбивача над кільцевим п'єзоелектричним хвилеводом з радіусом 20 мм на основі структури оксид цинку-плаваний кварц коефіцієнт перетворення $0,06$ нс/кут.сек в діапазоні до 360 кут.град.

Ключові слова: акустoeлектронний перетворювач, поверхнева акустична хвиля, п'єзоелектричний звукопровід (хвилевід), лінійні переміщення, кутові переміщення, кутова швидкість, мікропереміщення, тиск.

S U M M A R Y

Zhovnir M.F. Acousto-electronic transducers with contactless electrically linked sensing elements. - The manuscript.

The dissertation for obtaining the scientific degree of the doctor of technical sciences, specialty 05.27.01 - solid state electronics. – National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”, Kyiv, 2018

In the qualification scientific work the comparative analysis of physical basement and scheme-technical principles of construction of physical quantities converters are given. It has been shown that the technical parameters of traditional measuring transducers (resistive, piezoelectric, capacitive, galvanomagnetic, electromagnetic, photovoltaic (optoelectronic), acousto-optical and others) practically have reached their limitations and their further improvement is possible by creating primary transformers applying new physical phenomena.

It has been shown that Acoustic/Electronic transducers (AET) on the basis of Surface Acoustic Waves devices (SAW) have several advantages: low wavelengths at relatively low frequencies, the possibility of distributed signal reception in the microelectronic performance of the converter, the presence of effective methods of signals excitation and reception in acousto-electronic devices, the possibility of using modern micro-, nanoelectronic technologies to realize SAW converters in wireless measurement systems.

During the past 20 years, scientific developments and implementation of active and passive AET of physical quantities with the use of SAW-based devices have been carried out on the basis of the change:

– phase velocity of SAW and acoustic length of the delay line (resonator) as a result of deformation of the beam or membrane type acoustic line;

- phase velocity of SAW and acoustic length of the delay line (resonator) under the influence of the environment on the surface of the acoustic line (molecular weight and gas concentration, temperature, humidity, electromagnetic radiation, etc.);

- reflection coefficient of SAW from reflecting lattices or interdigital transducers (IT), which are connected with external sensitive elements, which are under the influence of temperature, humidity, electromagnetic radiation, etc.

At the same time, the essential attention was not paid to the theoretical substantiation and practical implementation of AET with contactless electrically coupled sensitive elements.

In the frame of this work it is proposed the new construction decision. The theoretical and experimental research that are carrying out confirm the ability to create high sensitive acoustic electronic transducers based on the usage of electrical field of acoustic waves that are propagated in the linear and ring piezoelectric acoustic line and waveguides:

- high sensitive AET of linear and angular displacements and object's velocity in wide range with usage of SAW electric field phase overlapping that propagate on the surface of piezoelectrical structures and that are received by contactless electrically linked SAW transducer;

- object's angle velocity based on the usage of Doppler effect under the displacement of SAW-receiver in the electric field of the propagating surface acoustic wave into ring piezoelectric waveguide;

- high sensitive AET of micro-displacement and pressure based on the use of the dispersion of the phase velocity of the surface acoustic wave as a result of perturbation by membrane (probe) of SAW electrical field which is propagating on piezoelectric structures.

As a result of complex studies of acousto-electronic transducers of physical quantities it were obtained and summarized next scientific results:

– it is proposed, theoretically grounded and implemented a method for measuring of linear (angular) displacements in the range of up to 100 mm and above (up to 360 angles degree) on the basis of the use of phase raids on the surface of linear (ring) piezoelectric structures of the electric field of several SAW that are received by contactless electrically linked SAW transducer. It is shown that during excitation in the acoustic line (waveguide) of SAW at 3 frequencies (69,52; 70,62 and 71,69 MHz) precise, intermediate and coarse measuring scales are formed that provide unambiguous determination of the coordinate of the SAW receiver with transform coefficients on an accurate scale more than 7,0 el.grad./ μm (0,5 el.grad./angle.s), that are comparable with the metrological parameters of inductosyns, photovoltaic converters and devices based on interferometers, which have considerably larger mass-size indicators and complexity of the design.

– it is proposed and theoretically approved the angular velocity measuring method based on the use of the Doppler effect in the rotation of the SAW receiver in the electric field of SAW, which is propagating in a piezoelectric waveguide. It is shown that under condition on SAW exciting at 70 MHz in a ring waveguide with a radius of 10 mm, the method provides determination of the speed of the SAW receiver with a conversion factor of 22 Hz/rev./min. in the range of up to 13680 rev./min, which exceeds the metrological parameters of tachometers of direct or alternating current, transducers of magneto-electric, electromagnetic and photovoltaic, which have considerably more mass-bulk indicators, the cost and complexity of the design.

– it is proposed, theoretically validated and realized the method of micro-displacements and pressure measuring on the basis of the use of dispersion of phase velocity of SAW as a result of perturbation by the membrane (probe) of the SAW electric field, which extends into piezoelectric structures. It is shown that when moving the membrane in the electric field of SAW, which extends over the surface of the lithium niobate of the YZ-slice, the coefficients of micro-displacement and

pressure transformation of $10 \text{ kHz}/\mu\text{m}$ (50 Hz/mmHg) in the range up to $15 \div 30$ microns ($3000 \div 5000 \text{ mmHg}$) are obtained. Such transducers can be created on the basis of a universal acousto-electronic module, and the design of a sensitive element - a membrane (probe) is determined by a given dynamic range of physical quantity;

- it is created and studied the mathematical models of primary transducers of linear, angular displacement and velocity using the electric field of SAW which allow to determine the design factors of the transducers on the basis of linear and ring piezoelectric acoustic lines (waveguides), contactless distributed SAW receivers and electrical parameters of master oscillator depending on the given metrological characteristics of the transducers.

- it is created and studied the mathematical models of the primary transducers of micro-displacement and pressure based on of the usage of dispersion phase velocity of SAW as a result of perturbation by membrane (probe) of the SAW electric field that connect the constructive and electric parameters and allow to determine of parameters in dependence on metrological characteristics of transducers.

- it is created and studied the modified mathematical models of film piezoelectric SAW waveguide using the approximation of the measurement results of SAW phase velocity in the unlimited film structure of zinc oxide – fused silica which allows to determine the design factors of the waveguide, concentrator and the interdigital converters of the acousto-electric module on the SAW for providing single-mode regime of running SAW. The results of experimental studies of film waveguide structures on the base of zinc oxide – fused silica on the equipment of laser probing of homodyne type which confirms the possibility of film piezoelectric structures using in acousto-electronic transducers are given.

It is developed and experimentally investigated the prototypes of acousto – electronic transducers of linear and angular displacements and their consisting units:

– transducers of linear and angular displacements on the basis of phase incursion on the surface of linear (angular) piezoelectric structures of the electric field of three SAWs, which propagate simultaneously and which are adopted by a contactless SAW receiver; the conversion factor of linear displacements with a acoustic line from lithium niobate of YZ- slice on an accurate scale at a frequency of 70,62 MHz was 7,28 el.grad./ μm ; the coefficients of the conversion of linear and angular displacements on the basis of zinc oxide – fused silica film piezoelectric structure on the accurate scales show such values as 7,59 el.grad./ μm and 0,55 el.grad./angle.sec respectively;

– three-frequency generator unit, which contains three generators based on the delay lines on SAW from ST-slice quartz with sectional interdigital transducer for excitation in a acoustic line (waveguide) of SAW in the form of a superposition of three waves; as a result of tests it is obtained for operating frequencies (69,52; 70,62 and 71,69 MHz), the frequency reorder of about 380 kHz with short-term instability of the frequency is not worse than $5 \cdot 10^{-8} \text{ s}^{-1}$ on the level of output signal of about 1 V on each frequency;

– three-frequency amplifier and filtration unit for the output signal of non-contact SAW-receiver, in which the signals separation with different frequencies is carried out by SAW filters, the synthesis of which was carried out using phase weighing of electrodes IT on the Hamming function; as a result of the tests, the bandwidth of about 450 kHz was obtained for operating frequencies (69,52; 70,62 and 71,69 MHz) at a level of output signals of about 100 mV.

– It is developed and experimentally studied the prototype of acousto-electronic transducer of micro-displacement and pressure based on the use of dispersion of the phase velocity of SAW as a result of membrane perturbation of the SAW electric field, which extends into the piezoelectric structure; as a result of tests at a frequency of 45,2 MHz, when the membrane was displaced in the range of 0÷15 μm perpendicular to the acoustic line surface from the lithium niobate of the

YZ-slice, the average conversion factor of the micro-relocation was 9,3 kHz/ μm , while the average sensitivity of pressure conversion was 42,6 Hz/mmHg.

It is proposed and substantiated the scheme and technical principles of constructing and designing of passive acousto-electric transducers for wireless radio-measuring systems:

- passive radio tag based on the application of the proposed sectional construction of SAW interdigital converter and multiple access technology with frequency coding modulation of the input signal intended for the identification of 2^n objects, where n is the number of coding frequencies;

- passive converter of micro-displacement and pressure with reflection structures on the basis of perturbation by the membrane of the SAW electric field; under the condition on application of lithium niobate acoustic line with YZ-slice at a central frequency of 69,76 MHz, it is obtained the conversion factors of 11,7 ns/ μm (177 ps / mmHg) and higher in the range up to 15 μm (1000 mmHg);

- passive converter of linear and angular displacements on the basis of controlled delay line on surface acoustic waves with a contactless SAW reflector that could displace in the electric field of SAW; under the condition on usage of acoustic line from a lithium niobate of YZ-slice, and a film piezoelectric ring acoustic line with radius 20 mm on the base of zinc oxide – fused quartz it is obtained such conversion factors as 0,57 ns/ μm (0,06 ns/angle.s) and higher in a range up to 100÷200 mm (360 angle.degree).

Key words: acoustic-electronic transducer, surface acoustic wave, piezoelectric acoustic line (waveguide), linear displacement, angular displacement, angular velocity, microdisplacement, pressure.

СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Дубовенко А. В., Жовнир Н. Ф., Лопушенко В. К. Исследование поверхностных акустических волноводов и методов их возбуждения. *Вестн. Киев. политехн. ин-та. Сер.: Электроакустика и звукотехника*, 1992. № 15. С. 47–49.
2. Павловский М. А., Дубовенко А. В., Жовнир Н. Ф. Измерительные преобразователи линейных и угловых перемещений на основе волноводов поверхностных акустических волн / *Механика гироскопических систем*, 1992. № 11. С. 83–86.
3. Павловский М. А., Лопушенко В. К., Жовнір М. Ф., Черняк М. Г. Математична модель вимірювального перетворювача лінійних переміщень на поверхневих акустичних хвилях / *Механіка гіроскопічних систем*, 1997. № 14. С. 40–46.
4. Жовнир Н. Ф. Математическая модель преобразователя информации на поверхностных акустических волнах / *Электроника и связь*, 1997. № 2. Ч. 2. С. 297–301.
5. Жовнир Н. Ф., Дидковский А. А., Ковтун Р. И., Наушенко С. С. Математическая модель измерительного преобразователя угловых перемещений на ПАВ / *Электроника и связь*, 2001. № 11. С. 74–77.
6. Жовнир Н. Ф., Черняк Н. Г., Дидковский А. А., Ковтун Р. И., Наушенко С. С. Измерительные преобразователи физических величин на ПАВ / *Электроника и связь*, 2003. № 18. С. 22–27.
7. Жовнір М. Ф., Черняк М. Г., Дідківський А. А., Наушенко С.С., Дейнеко В. М. Фізико-технічні основи побудови вимірювального перетворювача мікропереміщень на поверхневих акустичних хвилях / *Електроніка та зв'язок*, 2004. № 23. С. 5–8.
8. Жовнір М. Ф., Дідківський А. А., Усатюк О. В. Математична модель перетворювача мікропереміщень на поверхневих акустичних хвилях / *Електроніка та зв'язок*, 2006. Тем. випуск, частина 1. С. 35–37.

9. Черняк М. Г., Жовнір М. Ф. Моделювання та дослідження автогенераторного вимірювального перетворювача мікропереміщень на поверхневих акустичних хвилях / *Інформаційні системи, механіка та керування*, 2008. № 1. С. 39–47.
10. Лепіх Я. І., Лопушенко В. К., Піддубний В. О., Жовнір М. Ф. Особливості створення хвилеводних структур для датчиків переміщень на ПАХ / *Sensor Electronics and Microsystem Technologies*, 2008. № 3. С. 24–27.
11. Жовнір М. Ф., Черняк М. Г., Черненко Д. В., Шеремет Л. М. Вимірювальні перетворювачі фізичних величин на поверхневих акустичних хвилях / *Електроніка та зв'язок*, 2011. № 1. С. 153–157.
12. Черненко Д. В., Кузьменко О. М., Жовнір М. Ф. Вимірювальні перетворювачі тиску на основі збурення електричного поля поверхневих акустичних хвиль / *Вісник Кременчуцького національного університету імені Михайла Остроградського*, 2013. № 1/2013(78). С. 62–66 (Україніка наукова, ВІНІТІ, Ulrich's Periodicals Directory, Index Copernicus).
13. Кузьменко О. М., Жовнір М. Ф. Сенсор на поверхневих акустичних хвилях для дистанційного вимірювання температури / *Вісник Кременчуцького національного університету імені Михайла Остроградського*, 2013. № 3/2013 (80). С.113-117 (Україніка наукова, ВІНІТІ, Ulrich's Periodicals Directory, Index Copernicus).
14. Жовнір М. Ф., Шостак О. В. Оцінка потенційних роздільної здатності і точності вимірювальних перетворювачів лінійних та кутових переміщень на базі використання фазових набігань поверхневих акустичних хвиль / *Електроніка та зв'язок*, 2015. Том. 20. № 3(86). С. 101–106. DOI: 10.20535/2312-1807.2015.20.3.53942 (Index Copernicus, Ulrich's Web, ResearchBib, Journals4Free, РИНЦ).
15. Zhovnir M.F., Kuzmenko O. M., Pokutnyi S. I. Radio SAW-Sensors for Physical Parameters Measurement / *Journal of Applied Chemistry*, 2015. № 3(1). P. 7–13.

16. Жовнір М. Ф., Олійник О. О. Розробка пристроїв на ПАХ для вимірювання лінійних та кутових переміщень / *Вісник НТУ «ХПІ». Сер.: Механіко-технологічні системи та комплекси*, 2015. № 52(1161). С. 60–65 (WorldCat, ResearchBib, Scientific Indexing Services, General Impact Factor, Open Academic Journals Index, Directory Indexing of International Research Journals).
17. Жовнір М. Ф., Олійник О. О., Писаренко Л. Д. Математичні моделі сенсорів мікропереміщень та тиску на основі збурення електричного поля поверхневих акустичних хвиль / *Журнал нано– та електронної фізики*, 2016. Том. 8. № 1. С. 01024-1– 01024-5. DOI: 10.21272/jnep.8(1).01024 (Scopus).
18. Жовнір М. Ф., Бітов М. В., Писаренко Л. Д. Вимірювальні перетворювачі мікропереміщень та тиску на поверхневих акустичних хвилях / *Електроніка та зв'язок*, 2016. Том 21. № 4(93). С. 49–57. DOI: 10.20535/2312-1807.2016.21.4.81907 (Index Copernicus, Ulrich's Web, ResearchBib, Journals4Free, РИНЦ).
19. Олійник О. О., Жовнір М. Ф., Циганок Б. А. Розрахунок механічних напружень на основі вимірювань двопротинезаломлення у звукопроводах ПАХ-пристроїв / *Вісник НТУ «ХПІ». Сер.: Механіко-технологічні системи та комплекси*, 2016. № 7(1179). С. 66–71 (WorldCat, ResearchBib, Scientific Indexing Services, General Impact Factor, Open Academic Journals Index, Directory Indexing of International Research Journals).
20. Жовнір М. Ф. П'єзоелектричні плівкові хвилеводи поверхневих акустичних хвиль / *Журнал нано- та електронної фізики*, 2016. Том. 8. № 4(1). С. 04007-1– 04007-7. DOI: 10.21272/jnep.8(4(1)).04007 (Scopus).
21. Жовнір М. Ф. Математична модель первинного перетворювача лінійних переміщень з рухомим приймачем поверхневих акустичних хвиль / *Вісник НТУ «ХПІ». Сер.: Механіко-технологічні системи та комплекси*, 2016. № 7(1179). С. 48–57 (WorldCat, ResearchBib, Scientific Indexing Services,

- General Impact Factor, Open Academic Journals Index, Directory Indexing of International Research Journals).
22. Жовнір М. Ф. Математична модель первинного перетворювача кутових переміщень з кільцевим п'єзоелектричним хвилеводом поверхневих акустичних хвиль / *Вісник НТУ «ХПІ». Сер.: Механіко-технологічні системи та комплекси*, 2016. № 49(1221). С. 42–51 (WorldCat, ResearchBib, Scientific Indexing Services, General Impact Factor, Open Academic Journals Index, Directory Indexing of International Research Journals).
 23. Жовнір М. Ф. Перетворювач переміщень з використанням фазових набігань електричного поля поверхневих акустичних хвиль / *Електроніка та зв'язок*, 2017. Том 22. № 1(96). С. 58–68. DOI: 10.20535/2312-1807.2017.22.1.90513 (Index Copernicus, Ulrich's Web, ResearchBib, Journals4Free, РИНЦ).
 24. Бітов М. В., Жовнір М. Ф., Писаренко Л. Д., Плешка Т. Є. Акустoeлектронні перетворювачі з безконтактними чутливими елементами / *Електроніка та зв'язок*, 2017. Том. 22. № 3(98). С. 61–67. DOI: 10.20535/2312-1807.2017.22.3.104417 (Index Copernicus, Ulrich's Web, ResearchBib, Journals4Free, РИНЦ).
 25. Жовнір М. Ф. Акустoeлектронний перетворювач кутової швидкості / *Електроніка та зв'язок*, 2017. Том 22. № 4(99). С. 44–50. DOI:10.20535/2312-1807.2017.22.4.103976 (Index Copernicus, Ulrich's Web, ResearchBib, Journals4Free, РИНЦ).
 26. Жовнір М. Ф. Вимірювальний перетворювач кутових переміщень з використанням фазових набігань електричного поля поверхневих акустичних хвиль / *Мікросистеми, Електроніка та Акустика*, 2017. Том 22. № 5(100). С. 20–28. DOI: 10.20535/2523-4455.2017.22.5.99887 (Index Copernicus, Ulrich's Web, ResearchBib, Journals4Free, РИНЦ).
 27. Пат. на изобретение 1833500 СССР. Способ измерения угловой скорости и устройство для его осуществления / Ю. А. Скрипник, А. С. Довгополый, Н.

- Ф. Жовнір, В. І. Скрипник, А. В. Дубовенко; № 5050152/10; заявл. 29.12.1991; опубл. 07.08.1993; бюл. № 29.
28. Пат. на винахід 3040 Україна. Акустoeлектронний спосіб визначення переміщення об'єкта / Ю. О. Скрипник, А. С. Довгополий, М. Ф. Жовнір, В. І. Скрипник; № 4897758/SU; заявл. 29.12.1990; опубл. 26.12.1994; бюл. № 5.
29. Пат. на корисну модель 10840 Україна. Спосіб вимірювання кутової швидкості та пристрій для його здійснення / Ю. О. Скрипник, А. С. Довгополий, М. Ф. Жовнір, В. І. Скрипник; № 93005409; заявл. 26.03.1993; опубл. 25.12.1996; бюл. № 4.
30. Пат. на корисну модель 71213 Україна. Пристрій на поверхневих акустичних хвилях для вимірювання тиску / М. Ф. Жовнір, М. Г. Черняк, А. А. Дідківський, С. С. Наушенко, Р. І. Ковтун, В. М. Дейнеко; № 20031210965; заявл. 03.12.2003; опубл. 15.11.2004; бюл. № 11.
31. Пат. на корисну модель 55497 Україна. Пристрій на поверхневих акустичних хвилях для вимірювання тиску / М. Ф. Жовнір, М. Г. Черняк, Д. В. Черненко, Л. М. Шеремет; № u201008841; заявл. 15.07.2010; опубл. 10.12.2010; бюл. 23.
32. Пат. на корисну модель 77113 Україна. Сенсор на поверхневих акустичних хвилях для вимірювання тиску / Д. В. Черненко, М. Ф. Жовнір; № u201209622; заявл. 08.08.2012; опубл. 25.01.2013; бюл. № 2.
33. Пат. на корисну модель 77735 Україна. Вхідний/вихідний перетворювач для сенсорів на поверхневих акустичних хвилях / Д. В. Черненко, М. Ф. Жовнір; № u201209651; заявл. 09.08.2012; опубл. 25.02.2013; бюл. № 4.
34. Пат. на корисну модель 77898 Україна. Пасивна радіомітка на поверхневих акустичних хвилях / Д. В. Черненко, М. Ф. Жовнір; № u201211612; заявл. 08.10.2012; опубл. 25.02.2013; бюл. № 4.
35. Пат. на корисну модель 88694 Україна. Сенсор фізичної величини на поверхневих акустичних хвилях / М. Ф. Жовнір, О. М. Кузьменко, Л. Д.

- Писаренко, Д. В. Черненко; № u201312927; заявл. 07.11.2013; опубл. 25.03.2014; бюл. № 6.
36. Пат. на корисну модель 94022 Україна. Сенсор вологості на поверхневих акустичних хвилях / М. Ф. Жовнір, О. М. Кузьменко, Л. Д. Писаренко; № u201405095; заявл. 14.05.2014; опубл. 27.10.2014; бюл. № 20.
37. Пат. на корисну модель 115968 Україна. Датчик для вимірювання кутової швидкості об'єктів / М. Ф. Жовнір, Л. Д. Писаренко, А. В. Іващук, О. О. Олійник, М. В. Бітов, Т. Є. Плешка, Є. С. Законов; № u201606028; заявл. 03.06.2016; опубл. 10.05.2017; бюл. № 9.
38. Жовнір Н. Ф., Лопушенко В. К., Неверов С. В. Высокоточные преобразователи перемещений на поверхностных акустических волнах / *Мат. XVII межотраслевой науч.- техн. конф. памяти М. М. Острякова*. Ленинград, 1991. С.87.
39. Жовнір Н. Ф., Кривоконь І. А., Лопушенко В. К., Черняк Н. Г. Пьезоэлектронные преобразователи перемещений / *Пьезоэлектрические приводы и датчики: сб. мат. межд. науч. – практ. конф.* Обнинск, Россия. 1993. С. 17.
40. Жовнір Н. Ф., Лопушенко В. К., Тарасов Г. П., Черняк Н. Г. Акустоэлектронные преобразователи физических величин / *Проблемы физической и биомедицинской электроники: сб. мат. межд. науч.- техн. конф.* Киев, 1995. С. 95–99.
41. Жовнір Н. Ф. Измерительный преобразователь перемещений на основе использования фазовых набегов ПАВ / *Проблемы физической и биомедицинской электроники: сб. мат. межд. науч.- техн. конф.* Киев, 1996. С. 279–283.
42. Збруцкий А. В., Черняк Н. Г., Лопушенко В. К., Жовнір М. Ф. Акустоэлектронные измерительные преобразователи механических величин: Физико-математические основы построения и техническая реализация / *Сенсорна електроніка та мікросистемні технології. СЕМСТ-3: зб. мат. 3-ої Міжнародної наук.-техн. конф.* Одеса, 2008. С. 21.

43. Лопушенко В.К., Лепих Я.И., Жовнир Н. Ф., Поддубный В. А. Особенности создания волноводных структур для датчиков линейных и угловых перемещений на ПАВ / *Сенсорна електроніка та мікросистемні технології. СЕМСТ-3: зб. мат. 3-ої Міжнародної наук.-техн. конф.* Одеса, 2008. С. 113.
44. Zhovnir M., Chernyak M., Chernenko D., Sheremet L. Measuring transducers of physical quantities based on surface acoustic waves (SAW). *Electronics and Nanotechnology (ELNANO 2011). Proceedings of the XXXI International Scientific Conference.* Kyiv, 2011. P. 172.
45. Черняк Н. Г., Жовнир Н. Ф., Черненко Д. В. Акустоэлектронные измерительные преобразователи механических величин для информационно-измерительных систем / *Гіротехнології, навігація, керування рухом і конструювання авіаційно-космічної техніки: зб. мат. VIII міжн. наук.–техн. конф.* Київ, 2011. С. 75–82.
46. Разін О. В., Жовнір М. Ф. Вимірювальні перетворювачі переміщень на базі ПАХ-хвильоводів. *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. VI наук.–практ. конф.* НТУУ «КПІ». Київ, 2012. С. 65–67.
47. Черненко Д. В., Жовнір М. Ф. Моделювання безпроводних сенсорів на поверхневих акустичних хвилях / *Математичне та імітаційне моделювання систем МОДС'2012: зб. мат. 7-ої міжн. наук.–практ. конф.* Чернігів – Жукив, 2012. С. 200–203.
48. Chernenko D., Zhovnir M., Oliinyk O., Tsyganok B. Wireless Passive Sensor Using Frequency Coded SAW Structures / *The 35th International Spring Seminar on Electronics Technology „Power Electronics” (ISSE 2012).* Bad Aussee (Austria), 2012. P. 424–428. DOI: 10.1109/isse.2012.6273174.
49. Нещерет А. О., Жовнір М. Ф. Компенсація зовнішнього впливу в вимірювальних перетворювачах на поверхневих акустичних хвилях / *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. VIII наук.–практ. конф.* НТУУ «КПІ». Київ, 2014. С. 62–64.

50. Дербанов Є. П., Коротков М. І., Жовнір М. Ф. Акустoeлектронний перетворювач лінійних та кутових переміщень / *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. IX наук.– практ. конф.* НТУУ «КПІ». Київ, 2015. С. 105–109.
51. Зайцев М. С., Бурима О. О. Жовнір М. Ф. Радіосенсори на поверхневих акустичних хвилях / *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. IX наук.– практ. конф.* НТУУ «КПІ». Київ, 2015. С. 112–114.
52. Гайдамака В. В., Жовнір М. Ф. Безпроводний датчик магнітного поля / *Перспективні напрямки сучасної електроніки: мат. IX наук.– практ. конф.* НТУУ "КПІ". Київ, 2015. С 97–100.
53. Плешка Т. Є., Жовнір М. Ф. П'єзoeлектричні хвилеводи для вимірювальних перетворювачів на поверхневих акустичних хвилях / *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. X наук. – практ. конф.* НТУУ «КПІ». Київ, 2016. С. 94–100.
54. Zhovnir M. F., Pleshka T. E. Mathematical Model of Piezoelectric Film Waveguide Surface Acoustic Wave / *Electronics and Applied Physics: Proceedings of the XII International Conference*. Kyiv, 2016. P. 83–84.
55. Законов Є. С., Жовнір М. Ф. Високочастотний генератор на поверхневих акустичних хвилях / *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. X наук.–практик. конф.* НТУУ «КПІ». Київ, 2016. С. 59–64.
56. Скочок Д. В., Жовнір М. Ф. Перетворювач акустичних сигналів на базі збурення електричного поля поверхневих акустичних хвиль / *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. X наук.– практ. конф.* НТУУ «КПІ». Київ, 2016. С. 113–116.
57. Герасименко Д. О., Жовнір М. Ф. Схемотехнічні принципи побудови сенсорів фізичних величин на поверхневих акустичних хвилях / *Актуальные научные исследования в современном мире: сб. науч. трудов XVI межд. науч. конф.* Переяслав – Хмельницький, 2016. № 8(16). Ч 1. С.46–53.

58. Zakonov Y. S., Zhovnir M. F., Pysarenko L. D. Surface Acoustic Wave Sensors for Humidity Distance Measuring / *Proceedings of the XII International Conference «Electronics and Applied Physics»*. Kyiv, 2016. P. 249–250.
59. Бітов М. В., Жовнір М. Ф. Система ідентифікації з безпроводними пасивними радіомітками на поверхневих акустичних хвилях / *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. X наук.– практ. конф. НТУУ «КПІ»*. Київ, 2016. С. 50–57.
60. Bitov M. V., Zhovnir M. F. Passive RFID-Mark at Surface Acoustic Waves / *Electronics and Applied Physics: Proceedings of the XII International Conference*. Kyiv, 2016. P. 63–64.
61. Плешка Т. Є., Жовнір М. Ф. Резонатор на біжучих поверхневих акустичних хвилях / *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. XI наук.– практ. конф. НТУУ «КПІ ім. Ігоря Сікорського»*. Київ, 2017. С. 101–106.
62. Zhovnir M. F., Pysarenko L. D., Pleshka T. E. Comb filter based on SAW-resonator of running wave / *Electronics and Applied Physics: Proceedings of the XII International Conference*. Kyiv, 2017. P. 213–214.
63. Бітов М. В., Жовнір М. Ф. Підсилювально-вибірковий блок для вимірювальних перетворювачів на поверхневих акустичних хвилях / *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. XI наук.– практ. конф. НТУУ «КПІ ім. Ігоря Сікорського»*. Київ, 2017. С. 55–61.
64. Герасименко Д. О., Жовнір М. Ф., Писаренко Л. Д. Сенсор мікропереміщень та тиску на поверхневих акустичних хвилях / *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. XI наук.– практ. конф. НТУУ «КПІ ім. Ігоря Сікорського»*. Київ, 2017. С. 45–50.
65. Zhovnir M. F., Pysarenko L. D., Bitov M. V. Acoustoelectronic transducers of displacements with contactless sensitive elements / *Electronics and Applied Physics: Proceedings of the XIII International Conference*. Kyiv, 2017. P. 205–206.

З М І С Т

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	30
ВСТУП	31
РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ФІЗИКО–ТЕХНІЧНИХ ОСНОВ ПОБУДОВИ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ФІЗИЧНИХ ВЕЛИЧИН.....	48
1.1. Порівняльна характеристика перетворювачів фізичних величин.....	49
1.2. Загальні фізичні основи побудови пристроїв на поверхневих акустичних хвилях	63
1.2.1. Акустичні хвилі в пружних твердих тілах	63
1.2.2. Методи збудження поверхневих акустичних хвиль	71
1.2.3. Особливості технологічного процесу виготовлення пристроїв на поверхневих акустичних хвилях	84
1.3. Схемо–технічні принципи побудови акустоелектронних перетворювачів фізичних величин	99
1.4. Схемо–технічні принципи побудови безпроводних вимірювальних систем на основі акустоелектронних перетворювачів на поверхневих акустичних хвилях.....	109
1.4.1. Безпроводні пасивні перетворювачі фізичних величин на поверхневих акустичних хвилях.....	112
1.4.2. Множинний доступ в безпроводних вимірювальних системах на основі перетворювачів фізичних величин на поверхневих акустичних хвилях	116
1.5. Висновки до розділу та постановка задачі	119
РОЗДІЛ 2. ФІЗИКО–ТЕХНІЧНІ ОСНОВИ ПОБУДОВИ ТА МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ АКУСТОЕЛЕКТРОННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ПЕРЕМІЩЕНЬ ТА ШВИДКОСТІ З БЕЗКОНТАКТНИМ ПРИЙМАЧЕМ ПОВЕРХНЕВИХ АКУСТИЧНИХ ХВИЛЬ	124

2.1. Метод вимірювання лінійних та кутових переміщень на основі використання фазового набігання електричного поля поверхневих акустичних хвиль.....	125
2.1.1. Формування вимірювальних шкал 3-х частотного акустoeлектронного перетворювача лінійних та кутових переміщень.....	133
2.2. Фізико–математичне моделювання акустoeлектронних перетворювачів переміщень та швидкості з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль	138
2.2.1. Фізико – математична модель 3-х частотного перетворювача лінійних переміщень з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль	138
2.2.2. Фізико – математична модель 3-х частотного перетворювача кутових переміщень з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль.....	152
2.2.3. Фізико–математична модель перетворювача кутової швидкості з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль	165
2.3. Висновки до розділу	172
РОЗДІЛ 3. ХВИЛЕВОДНІ П’ЄЗОЕЛЕКТРИЧНІ СТРУКТУРИ ДЛЯ АКУСТОЕЛЕКТРОННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ФІЗИЧНИХ ВЕЛИЧИН	174
3.1. Зустрічно–штирові перетворювачі для акустoeлектронних перетворювачів фізичних величин	175
3.2. Дисперсійні характеристики плівкових п’єзоелектричних структур та зустрічно–штирових перетворювачів на їх основі.....	177
3.3. Моделювання плівкових п’єзоелектричних хвилеводів та концентраторів поверхневих акустичних хвиль	182
3.4. Експериментальні дослідження плівкових п’єзоелектричних хвилеводних структур поверхневих акустичних хвиль	202

3.4.1. Види взаємодії світлового променя з поверхневою акустичною хвилею	202
3.4.2. Теоретичне обґрунтування дослідження амплітуди та фази поверхневих акустичних хвиль на установці лазерного зондування гомодинного типу	206
3.4.3. Результати експериментальних досліджень плівкових п'єзоелектричних хвилеводних структур	210
3.5. Висновки до розділу	214
РОЗДІЛ 4. СХЕМО–ТЕХНІЧНІ ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ ТА ПРАКТИЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ 3-Х ЧАСТОТНОГО ГЕНЕРАТОРНОГО БЛОКУ АКУСТОЕЛЕКТРОННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЛІНІЙНИХ ТА КУТОВИХ ПЕРЕМІЩЕНЬ З БЕЗКОНТАКТНИМ ПРИЙМАЧЕМ ПОВЕРХНЕВИХ АКУСТИЧНИХ ХВИЛЬ	216
4.1. Обґрунтування вибору генератора електричних коливань для 3-х частотного генераторного блоку.....	216
4.2. Математична модель лінії затримки на поверхневих акустичних хвилях із секційним зустрічно-штировим перетворювачем	222
4.3. Практична реалізація та випробування 3-х частотного генераторного блока акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень	226
4.4. Висновки до розділу	230
РОЗДІЛ 5. СХЕМО–ТЕХНІЧНІ ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ ТА ПРАКТИЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ 3-Х ЧАСТОТНОГО БЛОКУ ПІДСИЛЕННЯ ТА ФІЛЬТРАЦІЇ ВИХІДНИХ СИГНАЛІВ АКУСТОЕЛЕКТРОННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЛІНІЙНИХ ТА КУТОВИХ ПЕРЕМІЩЕНЬ З БЕЗКОНТАКТНИМ ПРИЙМАЧЕМ ПОВЕРХНЕВИХ АКУСТИЧНИХ ХВИЛЬ	231
5.1. Обґрунтування метода синтезу смугових фільтрів на поверхневих акустичних хвилях для 3-х частотного блоку підсилення та фільтрації	232

5.2. Практична реалізація та випробування 3-х частотного блоку підсилення та фільтрації вихідних сигналів акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень	235
5.3. Висновки до розділу	240
РОЗДІЛ 6. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ	
АКУСТОЕЛЕКТРОННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЛІНІЙНИХ ТА	
КУТОВИХ ПЕРЕМІЩЕНЬ З БЕЗКОНТАКТНИМ ПРИЙМАЧЕМ	
ПОВЕРХНЕВИХ АКУСТИЧНИХ ХВИЛЬ	241
6.1. Експериментальні дослідження акустoeлектричних модулей перетворювачів лінійних переміщень з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль	242
6.1.1. Опис конструкцій акустoeлектричних модулей перетворювачів лінійних переміщень з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль	242
6.1.2. Практична реалізація та випробування акустoeлектричних модулей перетворювачів лінійних переміщень з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль	245
6.2. Експериментальні дослідження акустoeлектронних 3-х частотних перетворювачів лінійних та кутових переміщень з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль.....	251
6.2.1. Опис конструкцій 3-х частотних перетворювачів лінійних та кутових переміщень з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль	251
6.2.2. Експериментальні дослідження градувальних характеристик акустoeлектронних 3-х частотних перетворювачів лінійних та кутових переміщень з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль.....	255
6.3. Висновки до розділу	261

РОЗДІЛ 7. ФІЗИКО–ТЕХНІЧНІ ОСНОВИ ПОБУДОВИ ТА МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ АКУСТОЕЛЕКТРОННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ МІКРОПЕРЕМІЩЕНЬ ТА ТИСКУ НА ОСНОВІ ЗБУРЕННЯ ЕЛЕКТРИЧНОГО ПОЛЯ ПОВЕРХНЕВИХ АКУСТИЧНИХ ХВИЛЬ	263
7.1. Фізико–математичне моделювання акустoeлектронних перетворювачів мікропереміщень та тиску на основі збурення електричного поля поверхневих акустичних хвиль	264
7.2. Схемо – технічні принципи побудови акустoeлектронних перетворювачів мікропереміщень та тиску на основі збурення електричного поля поверхневих акустичних хвиль	272
7.3. Висновки до розділу	279
РОЗДІЛ 8. ФІЗИКО –ТЕХНІЧНІ ОСНОВИ ПОБУДОВИ ТА МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ АКУСТОЕЛЕКТРОННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ БЕЗПРОВІДНИХ РАДІОВІМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ	281
8.1. Обґрунтування конструкції входного/вихідного зустрічно – штирового перетворювача поверхневих акустичних хвиль	282
8.2. Відбивальні системи поверхневих акустичних хвиль пасивних перетворювачів фізичних величин	293
8.2.1. Модифікована модель відбивальної системи поверхневих акустичних хвиль перетворювача мікропереміщень та тиску	293
8.2.2. Моделювання відбивальної системи поверхневих акустичних хвиль пасивних перетворювачів фізичних величин	296
8.3. Перетворювач мікропереміщень та тиску на основі збурення електричного поля поверхневих акустичних хвиль для безпровідної радіовимірjuвальної системи	308
8.4. Перетворювач лінійних та кутових переміщень з безконтактною відбивальною системою поверхневих акустичних хвиль для безпровідної радіовимірjuвальної системи	314
8.5. Висновки до розділу	316

ОСНОВНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ВИСНОВКИ	320
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	325
ДОДАТОК № 1. Протокол випробувань макету 3-х частотного генераторного блоку для акустoeлектронних перетворювачів фізичних величин № 1 від 20.12.2016 р.	348
ДОДАТОК № 2. Протокол випробувань макету 3-х частотного блоку підсилення та фільтрації вихідних сигналів акустoeлектронних перетворювачів фізичних величин № 2 від 28.12.2016 р.	353
ДОДАТОК № 3. Протокол випробувань макетів 3-х частотних акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень на базі використання фазових набігань на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу (хвильоводу) електричного поля поверхневих акустичних хвиль № 3 від 12.04.2017 р.	358
ДОДАТОК № 4. Методика визначення метрологічних параметрів акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень на точних шкалах.	367
ДОДАТОК № 5. Протокол випробувань макетів перетворювачів мікропереміщень та тиску на базі використання дисперсії фазової швидкості поверхневих акустичних хвиль при збуренні зондом (мембраною) електричного поля ПАХ, що поширюється на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу № 4 від 17.05.2017	371
ДОДАТОК № 6. Акт впровадження результатів дисертаційної роботи Жовніра М. Ф. на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук спеціальності 05.27.01–твердотільна електроніка на тему «Акустoeлектронні перетворювачі з безконтактними електрично пов'язаними чутливими елементами» в Державному підприємстві завод Генератор» від 15.05.2017.р.	377
ДОДАТОК № 7. Акт впровадження результатів дисертаційної роботи Жовніра М. Ф. на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук спеціальності 05.27.01–твердотільна електроніка на тему «Акустoeлектронні перетворювачі з безконтактними електрично	

пов'язаними чутливими елементами» в Товаристві з обмеженою відповідальністю «Фонтек-С» від 20.06.2017 р.	379
ДОДАТОК № 8. Акт впровадження результатів дисертаційної роботи Жовніра М. Ф. здобуття наукового ступеня доктора технічних наук спеціальності 05.27.01–твердотільна електроніка на тему «Акустoeлектронні перетворювачі з безконтактними електрично пов'язаними чутливими елементами» в Інженерно-технологічному інституті Відкритого міжнародного університету розвитку людини «Україна» від 17.10.2017 р.	381
ДОДАТОК № 9. Список опублікованих наукових праць за темою дисертації	383
ДОДАТОК № 10. Відомості про апробацію результатів дисертації	392

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

- АЕП – акустoeлектронний перетворювач
ПП – Первинний перетворювач
ВП – вимірювальний перетворювач
ФВ – фізична величина
ПАХ – поверхнева акустична хвиля
ЗШП – зустрічно-штировий перетворювач
ЛЗ – лінія затримки
АЧХ – амплітудно – частотна характеристика
ФЧХ – фазочастотна характеристика
ЧМ – частотна модуляція
ФКМ – фазо–кодова модуляція
ОЧК – ортогональне частотне кодування
ПООІ – пристрій опитування та обробки інформації
CDMA – множинний доступ з кодовим розділенням каналів
FDMA – множинний доступ з частотним розділенням каналів
SDMA – множинний доступ з просторовим розділенням каналів
TDMA – множинний доступ з часовим розділенням каналів

ВСТУП

Актуальність теми. Необхідність у підвищенні чутливості і точності вимірювання фізичних величин (ФВ) призводить до установлення таких технічних вимог до вимірювальних пристроїв та систем, які не можуть бути забезпечені традиційними вимірювальними перетворювачами (ВП) на відомих фізичних ефектах. Технічні параметри традиційних ВП (резистивних, п'єзоелектричних, ємнісних, гальваноманітних, електромагнітних, фотоелектричних (оптоелектронних), акустооптичних та інших) практично досягли своїх граничних можливостей і подальше їх удосконалення можливо шляхом створення первинних перетворювачів (ПП) з використанням нових фізичних ефектів. Особливо зросла роль ПП при створенні сучасних інформаційно-вимірювальних і навігаційних комплексів. Крім вимог до метрологічних параметрів, до ВП та систем висувуються жорсткі умови до зменшення маси і габаритів та розширення динамічного діапазону, що призводить також до значного збільшення об'єму інформації, який необхідно виміряти, обробити та відобразити.

Проведені дослідження можливості розробки нових високочутливих методів та схемо-технічних принципів побудови первинних перетворювачів на основі використання надвисокочастотних електромагнітних хвиль, поверхневих магнітостатичних хвиль, випромінювання оптичного діапазону і поверхневих акустичних хвиль (ПАХ) показали, що акустоелектронні перетворювачі (АЕП) з використанням пристроїв на ПАХ та системи на їх основі у багатьох випадках мають ряд переваг: мала довжина хвиль при відносно невисоких частотах, можливість розподіленого приймання сигналу, наявність ефективних методів збудження, передачі та приймання сигналів в пристроях акустоелектроніки, можливість використання сучасної мікроелектронної технології, що сумісна з технологією виготовлення інтегральних мікросхем. Тому пристрої на ПАХ впроваджуються при

створенні активних та пасивних ПП: температури, вологості, сили і тиску, складу газового середовища, переміщення, швидкості та прискорення, крутного моменту, напруженостей електричного та магнітного полів, тощо.

В основному наукові розробки та впровадження активних і пасивних акустoeлектронних перетворювачів фізичних величин з використанням пристроїв на поверхневих акустичних хвилях виконуються на основі зміни:

- фазової швидкості ПАХ та акустичної довжини резонатора або лінії затримки (ЛЗ) внаслідок деформації звукопроводу балочного або мембранного типу;

- фазової швидкості ПАХ та акустичної довжини резонатора або лінії затримки при дії навколишнього середовища на поверхню звукопроводу (молекулярної ваги та концентрації газу, температури, вологості, електромагнітного випромінювання, тощо);

- коефіцієнта відбиття ПАХ від відбивних решіток або зустрічно-штирових перетворювачів (ЗШП), що сполучені із зовнішніми чутливими елементами, на які діють температура, вологість, електромагнітне випромінювання, тощо.

В той же час не приділялася належна увага теоретичному обґрунтуванню та практичній реалізації акустoeлектронних перетворювачів на основі використання електричного поля поверхневих акустичних хвиль, які поширюються на п'єзоелектричних структурах, з безконтактними електрично пов'язаними чутливими елементами.

В цій дисертаційній роботі запропоновані нові конструкції, проведені теоретичні та експериментальні дослідження, які підтверджують можливість створення високочутливих акустoeлектронних перетворювачів на основі використання електричного поля поверхневих акустичних хвиль, які поширюються в лінійних та кільцевих п'єзоелектричних звукопроводах та хвилеводах:

– лінійних та кутових переміщень об'єкта в широких динамічних діапазонах на основі використання фазових набігань на поверхні п'єзоелектричних структур електричного поля кількох поверхневих акустичних хвиль з різними частотами, які приймаються безконтактним ПАХ-приймачем, що переміщується в електричному полі ПАХ;

– кутової швидкості об'єкта на основі використання ефекту Доплера при переміщенні безконтактного ПАХ-приймача в електричному полі біжучої по кільцевому п'єзоелектричному хвилеводу поверхневої акустичної хвилі;

– мікропереміщень та тиску на основі використання дисперсії фазової швидкості поверхневої акустичної хвилі в результаті збурення мембраною (зондом) електричного поля ПАХ, яка поширюється на п'єзоелектричних структурах.

Використання електричного поля ПАХ також можливо і у пасивних ПАХ-перетворювачах у складі безпроводних вимірювально-інформаційних систем, робота яких заснована на розробці та впровадженні технології радіомітки на ПАХ та поєднанні її з традиційними конструкціями пристроїв на ПАХ, що розміщені у важкодоступних місцях (в елементах несучих конструкцій будівель, на роторах електродвигунів, в автомобільних шинах, тощо). Розробка та практична реалізація пасивних акустoeлектронних перетворювачів з поліпшеними параметрами для таких систем є також актуальними.

Таким чином, тема дисертаційної роботи, що спрямована на розробку наукових основ і схемо-технічних принципів побудови високочутливих акустoeлектронних перетворювачів фізичних величин з безконтактними електрично пов'язаними чутливими елементами та створення підґрунтя для створення нового підкласу перетворювачів на основі використання електричного поля поверхневих акустичних хвиль, що поширюються на п'єзоелектричних структурах, є актуальною.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.

Дисертаційна робота виконувалась на кафедрі електронних приладів та пристроїв Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» в рамках держбюджетних та госпдоговірних робіт у відповідності з напрямком наукових досліджень кафедри та Державних програм:

1. Договір про науково-технічне співробітництво між Київським політехнічним інститутом і ЦКБ ПО «Завод Арсенал» від 18.12.1990 р. на тему «Дослідження вимірювальних перетворювачів переміщень на основі акустoeлектронних ефектів».

2. Державна космічна програма України на 1994-1997 роки, Р.8. «Транспортні космічні системи», затверджена Постановою КМУ № 371 від 07.06.1994 р. ДКР «Розробка перспективних методів та пристроїв для контролю теплофізичних і механічних параметрів виробів космічної техніки», держ. реєстр. № 0194U017926, держконтракт № 8-6/94 від 10.05.1994 р.

3. НДР «Дослідження фізичних, технологічних та інформаційних засад створення електронних приладів, пристроїв та систем», шифр ЕПП-1/2012, держ. реєстр. № 0112 U 005032 від 21.05.2012 р.

4. НДР «Дослідження вимірювальних перетворювачів фізичних величин на основі використання фазових набігань поверхневих акустичних хвиль», шифр ЕПП-3/2015, держ. реєстр. № 0115U006620 від 26.11.2015 р.

5. Договір про навчально-науково-технічну співпрацю між НТУУ «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» і Державним підприємством завод «Генератор» № 976 Р від 27.12.2016 р., який спрямований на створення електронних приладів та пристроїв на основі нових фізичних явищ та модернізації існуючих з використанням сучасної технологічної бази.

6. Договір про навчально-науково-технічну співпрацю між НТУУ «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» і Товариством з обмеженою відповідальністю «Фонтек-С» № 977 Р від 27.12.2016 р., який спрямований на створення перетворювачів фізичних величин на основі нових фізичних явищах.

У виконанні згаданих тем автор брав безпосередню участь.

Мета і задачі дослідження. Метою роботи є дослідження і розробка наукових основ, схемо-технічних принципів побудови високочутливих акустoeлектронних перетворювачів фізичних величин з безконтактними електрично пов'язаними чутливими елементами та створення підґрунтя для розробки нового підкласу перетворювачів на основі використання електричного поля поверхневих акустичних хвиль, які поширюються на п'єзоелектричних структурах.

Для досягнення поставленої мети необхідно було вирішити наступні наукові задачі:

1. Проведення теоретичних та експериментальних досліджень з метою обґрунтування фізичних основ використання електричного поля поверхневих акустичних хвиль, які поширюються на поверхні п'єзоелектричних структур, для вимірювання фізичних величин з високою чутливістю.

2. Розробка високочутливих методів вимірювання лінійних, кутових переміщень та швидкості об'єктів на основі використання електричного поля поверхневих акустичних хвиль, які поширюються на п'єзоелектричних структурах, з безконтактним електрично пов'язаним ПАХ-приймачем.

3. Розробка та дослідження математичних моделей первинних перетворювачів лінійних, кутових переміщень та швидкості на основі використання електричного поля ПАХ, які дозволяли би визначати вимоги до конструктивних та електричних параметрів у залежності від заданих метрологічних характеристик акустoeлектронних перетворювачів.

4. Розробка модифікованої математичної моделі п'єзоелектричного хвилеводу ПАХ на основі структури оксид цинку-плавлений кварц ($\text{ZnO-SiO}_2\text{пл.}$), який використовується в якості індикаторної лінійки перетворювачів фізичних величин. По результатах теоретичних та експериментальних досліджень визначити критерії забезпечення одномодового режиму поширення ПАХ у хвилеводних структурах та їх придатності для використання в акустoeлектронних перетворювачах.

5. Розробка та випробування макетів 3-х частотного генераторного блока та 3-х частотного блока підсилення та фільтрації, які застосовуються відповідно для збудження ПАХ в п'єзоелектричних структурах та підсилення і фільтрації вихідного сигналу безконтактного ПАХ-приймача акустoeлектронних перетворювачів.

6. Розробка та випробування макетів акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень на основі використання фазових набігань на поверхні п'єзоелектричних структур електричного поля кількох ПАХ з різними частотами, які приймаються безконтактним ПАХ-приймачем. По результатах теоретичних та експериментальних досліджень визначити вимоги до конструктивних та електричних параметрів у залежності від заданих метрологічних характеристик перетворювачів.

7. Розробка метода вимірювання мікропереміщень та тиску на основі використання дисперсії фазової швидкості поверхневої акустичної хвилі в результаті збурення мембраною (зондом) електричного поля ПАХ, яка поширюється на п'єзоелектричних структурах.

8. Розробка та дослідження математичних моделей первинних перетворювачів мікропереміщень та тиску на основі використання дисперсії фазової швидкості поверхневої акустичної хвилі в результаті збурення мембраною (зондом) електричного поля ПАХ, які дозволяли би визначати вимоги до конструктивних та електричних параметрів у залежності від заданих метрологічних характеристик акустoeлектронних перетворювачів.

9. Розробка та випробування макету АЕП мікропереміщень та тиску на основі використання дисперсії фазової швидкості ПАХ в результаті збурення мембраною (зондом) електричного поля ПАХ. По результатах теоретичних та експериментальних досліджень визначити вимоги до конструктивних та електричних параметрів перетворювача в залежності від заданих метрологічних характеристик перетворювачів.

10. Запропонувати та теоретично обґрунтувати схемо-технічні принципи побудови та конструкції пасивних ПАХ-перетворювачів з безконтактними електрично пов'язаними чутливими елементами для безпроводних радіовимірювальних систем контролю переміщення, тиску та ідентифікації об'єктів.

Об'єкт дослідження – акустoeлектронні перетворювачі фізичних величин з безконтактними електрично пов'язаними чутливими елементами на основі використання електричного поля поверхневих акустичних хвиль, які поширюються на п'єзоелектричних структурах.

Предмет дослідження – методи вимірювання фізичних величин; математичні моделі, параметри та конструкції первинних перетворювачів фізичних величин на основі використання електричного поля ПАХ, які поширюються на п'єзоелектричних структурах; плівкові п'єзоелектричні хвилеводи; моделювання хвилеводів та перетворювачів фізичних величин.

Методи дослідження. Для вирішення поставлених задач використовувалися: методи математичної фізики; положення теорії пружності, теорії коливань та хвиль; фізико-топологічне моделювання і чисельні розрахунки моделей, що використані для побудови математичних моделей перетворювачів лінійних, кутових переміщень та швидкості, мікропереміщень та тиску, дослідження їх характеристик та шляхів удосконалення конструкцій. Експериментальні дослідження виконані з використанням виготовлених

макетів, промислової вимірювальної апаратури, стандартних методів статистичної обробки результатів вимірювань.

Наукова новизна. В результаті комплексних досліджень акустoeлектронних перетворювачів фізичних величин отримані й узагальнені наступні наукові результати:

1. Теоретично обґрунтовано та експериментально реалізовано новий підклас високочутливих акустoeлектронних перетворювачів фізичних величин (лінійних, кутових переміщень та швидкості, мікропереміщень та тиску) з безконтактними електрично пов'язаними чутливими елементами на основі використання електричного поля поверхневих акустичних хвиль, які поширюються на п'єзоелектричних структурах.

2. Вперше запропоновано, теоретично обґрунтовано та реалізовано метод вимірювання лінійних (кутових) переміщень з високим коефіцієнтом перетворення в діапазоні до 100 мм і вище (до 360 кут. град.) на основі використання фазових набігань на поверхні лінійних (кільцевих) п'єзоелектричних структур електричного поля кількох ПАХ на різних частотах, які приймаються безконтактним електрично пов'язаним ПАХ-приймачем. Метрологічні параметри акустoeлектронних перетворювачів, які забезпечуються використанням запропонованого методу, сумірні з параметрами електромагнітних і фотоелектричних перетворювачів та пристроїв на основі інтерферометрів та, на відміну від них, мають просту конструкцію і значно менші масогабаритні показники, що особливо важливо при їх використанні в рухомих високоточних інформаційно-вимірювальних і навігаційних комплексах.

3. Вперше запропоновано та теоретично обґрунтовано метод вимірювання кутової швидкості на основі використання ефекту Доплера при обертанні ПАХ-приймача в електричному полі ПАХ, що поширюється на п'єзоелектричному хвилеводі. На основі запропонованого методу може бути створений універсальний акустoeлектронний перетворювач кутової швидкості

з високим коефіцієнтом перетворення в широкому динамічному діапазоні з метрологічними параметрами, які сумірні з параметрами електромагнітних та фотоелектричних перетворювачів та, на відміну від них, буде мати просту конструкцію та широкий динамічний діапазон.

4. Вперше запропоновано, теоретично обґрунтовано та реалізовано метод вимірювання мікропереміщень та тиску з високим коефіцієнтом перетворення на основі використання дисперсії фазової швидкості ПАХ в результаті збурення мембраною (зондом) електричного поля ПАХ, яка поширюється на п'єзоелектричних структурах. Такі перетворювачі можуть створюватися на базі універсального акустoeлектронного модуля з комплектом чутливих елементів – мембран (зондів), конструкція яких визначається заданим коефіцієнтом перетворення та діапазоном фізичної величини.

5. Вперше створені та досліджені математичні моделі первинних перетворювачів лінійних, кутових переміщень та швидкості з використанням електричного поля ПАХ, які дозволяють визначати конструктивні параметри перетворювачів на основі лінійних та кільцевих п'єзоелектричних звукопроводів (хвилеводів), безконтактних розподілених ПАХ-приймачів та електричних параметрів задавальних генераторів в залежності від заданих метрологічних характеристик перетворювачів.

6. Вперше створені та досліджені математичні моделі первинних перетворювачів мікропереміщень та тиску на основі використання дисперсії фазової швидкості поверхневих акустичних хвиль в результаті збурення мембраною (зондом) електричного поля ПАХ, які дозволяють визначати конструктивні та електричні параметри в залежності від заданих метрологічних характеристик перетворювачів.

7. Створена модифікована математична модель плівкового п'єзоелектричного ПАХ-хвилеводу з використанням апроксимації результатів вимірювання фазової швидкості ПАХ в необмеженій плівковій структурі оксид цинку-плавлений кварц, яка дозволяє визначати конструктивні

параметри хвилеводу, концентратора та зустрічно-штирових перетворювачів модуля на ПАХ для забезпечення одномодового режиму біжучої ПАХ. Теоретичні дослідження та результати випробувань амплітудних та фазових характеристик ПАХ на установці лазерного зондування гомодинного типу, а в подальшому і при випробуваннях макетів перетворювачів лінійних (кутових) переміщень, підтверджують можливість використання плівкових п'єзоелектричних структур в акустoeлектронних перетворювачах фізичних величин.

8. Запропоновано та теоретично обґрунтовано схемо-технічні принципи побудови та конструкції ПАХ-перетворювачів фізичних величин з безконтактними електрично пов'язаними чутливими елементами у складі безпровідних радіовимірювальних систем контролю лінійних та кутових переміщень, мікропереміщень та тиску, ідентифікації об'єктів.

Практичне значення отриманих результатів полягає в наступному:

1. Результати проведених досліджень вносять істотний внесок у розуміння використання електричного поля поверхневих акустичних хвиль для створення нового підкласу високочутливих акустoeлектронних перетворювачів фізичних величин для стаціонарних та безпровідних радіовимірювальних інформаційно-вимірювальних систем, а створені моделі таких перетворювачів та результати їх досліджень можуть бути використані для прогнозування метрологічних характеристик в залежності від конструктивних та електричних параметрів.

2. Розроблено високочутливий метод вимірювання лінійних та кутових переміщень на основі використання фазових набігань на п'єзоелектричних структурах електричного поля кількох ПАХ з різними частотами, які приймаються безконтактним електрично пов'язаним ПАХ-приймачем. При збудженні ПАХ на частотах, що не перевищують 75 МГц, запропонований метод дозволяє визначати переміщення ПАХ-приймача з коефіцієнтом

перетворення, який перевищує 7,0 ел. град. / мкм (0,5 ел. град. / кут.сек) у діапазоні до 100 мм і вище (до 360 кут. град.)

3. Розроблено метод вимірювання кутової швидкості на основі використання ефекту Доплера при обертанні безконтактного електрично пов'язаного ПАХ-приймача в електричному полі ПАХ, яка поширюються в кільцевому п'єзоелектричному хвилеводі. При збудженні ПАХ на частоті 70 МГц в кільцевому п'єзоелектричному хвилеводі з радіусом 10 мм метод забезпечує коефіцієнт перетворення 22 Гц / об. хв. в діапазоні до 13680 об. /хв. і вище.

4. Розроблено метод вимірювання мікропереміщень та тиску на основі використання дисперсії фазової швидкості поверхневої акустичної хвилі в результаті збурення мембраною (зондом) електричного поля ПАХ, що поширюються на п'єзоелектричному звукопроводі (хвилеводі), який дозволяє створювати на основі універсального акустоелектронного модуля перетворювачі з коефіцієнтом перетворення до 10 кГц / мкм в діапазоні переміщення чутливого елемента-мембрани до десятків мікрометрів.

5. Розроблено комплекс математичних, фізико-топологічних моделей первинних перетворювачів на основі використання електричного поля ПАХ, що поширюються в п'єзоелектричних звукопроводах (хвилеводах), які дозволяють визначати вимоги до конструктивних та електричних параметрів в залежності від заданих коефіцієнтів перетворення та динамічних діапазонів.

6. Розроблено та експериментально досліджено макети акустоелектронних перетворювачів та їх складових елементів:

– 3-х частотний генераторний блок, який містить три генератори на основі ліній затримки на ПАХ із кварцу *ST*-зрізу з секційним ЗШП, для збудження у звукопроводі (хвилеводі) ПАХ у вигляді суперпозиції 3-х хвиль; в результаті випробувань на робочих частотах (69,52; 70,62 та 71,69 МГц) отримано перестроювання частоти близько 380 кГц при короточасній нестабільності частоти не гірше $5 \cdot 10^{-8} \text{ с}^{-1}$ та рівнях вихідного сигналу близько

1,0 В на кожній частоті (Протокол № 1, додаток № 1);

– 3-х частотний блок підсилення та фільтрації вихідного сигналу безконтактного ПАХ-приймача, в якому розділення сигналів з різними частотами здійснюється ПАХ-фільтрами, синтез яких проведено з використанням фазового зважування електродів ЗШП за функцією Хеммінга; в результаті випробувань отримано для робочих частот (69,52; 70,62 та 71,69 МГц) смуги пропускання близько 450 кГц та рівнях вихідного сигналу близько 100 мВ на кожній частоті (Протокол № 2, додаток № 2);

– перетворювачі лінійних та кутових переміщень на основі використання фазових набігань на поверхні лінійних (кільцевих) п'єзоелектричних структур електричного поля 3-х ПАХ з різними частотами, які поширюються одночасно і приймаються безконтактним ПАХ-приймачем; в результаті випробувань перетворювача лінійних переміщень на основі звукопровода із ніобата літію YZ-зрізу отримано на точній шкалі (при частоті 70,62 МГц) коефіцієнт перетворення 7,28 ел.град./мкм, а в результаті випробувань перетворювачів лінійних та кутових переміщень на основі плівкової п'єзоелектричної структури оксид цинку-плавлений кварц ($\text{ZnO-SiO}_2\text{пл.}$) на точних шкалах (при частоті 70,62 МГц) отримано коефіцієнти перетворення відповідно 7,59 ел.град./мкм та 0,55 ел.град./кут.сек. (Протокол № 3, додатки № 3 та № 4).

– перетворювач мікропереміщень та тиску на основі використання дисперсії фазової швидкості ПАХ в результаті збурення мембраною (зондом) електричного поля ПАХ, яка поширюється на п'єзоелектричному звукопроводі; в результаті випробувань перетворювача на основі звукопровода із ніобата літію YZ-зрізу на частоті 45,2 МГц отримано коефіцієнти перетворення 9,3 кГц/мкм (42,6 Гц/мм.рт.ст.) в діапазоні переміщення мембрани до 15 мкм (до 3400 мм.рт.ст.) (Протокол № 4, додаток № 5).

7. Запропоновано та теоретично обґрунтовано схемо-технічні принципи побудови та конструкції пасивних акустоелектронних перетворювачів для безпроводних радіовимірювальних систем:

– пасивна радіомітка на основі використання секційної конструкції зустрічно-штирового перетворювача ПАХ та технології множинного доступу з частотно-ковою модуляцією вхідного сигналу, призначеної для ідентифікації 2^n об'єктів, де n – число частот кодування;

– пасивний перетворювач мікропереміщень та тиску з відбивними структурами на основі збурення мембраною електричного поля ПАХ; при використанні звукопровода із ніобата літію YZ-зрізу на центральній частоті 69,76 МГц отримуємо коефіцієнти перетворення 11,7 нс/мкм (177 пс/мм.рт.ст.) в діапазоні до 15 мкм (до 1000 мм.рт.ст.) та вище;

– пасивний перетворювач лінійних та кутових переміщень на основі керованої ЛЗ на ПАХ з безконтактним ПАХ-відбивачем; при використанні звукопровода із ніобата літію YZ-зрізу та плівкового п'єзоелектричного кільцевого хвилеводу з радіусом 20 мм на основі ZnO-SiO₂пл. отримуємо коефіцієнти перетворення 0,57 нс/мкм (0,06 нс/кут.сек) в діапазоні до 100 мм і вище (до 360 кут.град.).

8. Результати теоретичних та експериментальних досліджень макетів 3-х частотних акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень з використанням фазових набігань електричного поля ПАХ, що приймаються безконтактним ПАХ-приймачем, впроваджені в Державному підприємстві завод «Генератор» і використовуються при створенні високочутливих перетворювачів переміщень, придатних для серійного виробництва і застосування їх у високоточних вимірювально-інформаційних системах (Акт впровадження від 15.05.2017 р., додаток № 6).

Результати теоретичних та експериментальних досліджень макетів мікропереміщень та тиску на основі використання дисперсії фазової швидкості поверхневої акустичної хвилі при збуренні зондом (мембраною) електричного поля хвилі, що поширюється на поверхні п'єзоелектричного звукопровода, впроваджені в Товаристві з обмеженою відповідальністю «Фонтек-С» і використовуються при створенні акустoeлектронних перетворювачів

мікропереміщень та тиску, придатних для серійного виробництва і застосування їх в стаціонарних та безпроводних радіовимірювальних системах (Акт впровадження від 20.06.2017 р., додаток № 7).

Результати теоретичних досліджень, спрямованих на створення високочутливого акустoeлектронного перетворювача швидкості об'єкта на основі використання ефекту Доплера при обертанні безконтактного ПАХ-приймача в електричному полі хвилі, впроваджені в Інженерно-технологічному інституті Відкритого міжнародного університету розвитку людини «Україна» і використовуються при створенні широкодіапазонних високочутливих перетворювачів кутової швидкості та прискорення, які передбачається використати у складі вимірювально-інформаційних комплексів (Акт впровадження від 17.10.2017 р., додаток № 8).

9. Результати роботи впроваджені також в навчальний процес кафедри електронних приладів та пристроїв КПП ім. Ігоря Сікорського при читанні лекцій та в лабораторні практикуми по курсам «Функціональна електроніка», «Електронні системи» та «Вимірювання в електронних системах». На базі отриманих результатів сформульовані напрямки нових наукових досліджень для аспірантів (PhD студентів) кафедри.

10. Нові конструкторські пропозиції захищені патентами СРСР та України.

Отримані результати можуть бути використані для розвитку електронної та приладобудівної промисловості України.

Особистий внесок здобувача. У дисертаційній роботі узагальнені результати теоретичних та експериментальних досліджень, виконаних пошукачем самостійно і у співавторстві, де автору належить вибір і обґрунтування напрямків досліджень, постановка задач, розробка методів вимірювання фізичних величин на основі використання електричного поля поверхневих акустичних хвиль, розробка математичних моделей акустoeлектронних перетворювачів та їх дослідження. Під науковим

керівництвом здобувача були розроблені та експериментально досліджені макети акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень, мікропереміщень та тиску, модулі на базі акустичних кристалів та плівкових п'єзoeлектричних ПАХ-хвильоводів, 3-х частотний генераторний блок, 3-х частотний блок підсилення та фільтрації вихідного сигналу ПАХ-приймача. Постановка й обґрунтування задач досліджень, усі наукові положення, що виносяться на захист, і висновки дисертації належать авторові. Основна частина приведених у дисертації результатів доповідалася особисто автором на міжнародних і вітчизняних конференціях.

В роботах, опублікованих у співавторстві, здобувачеві належить наступне: теоретичне обґрунтування метода вимірювання лінійних та кутових переміщень на основі використання фазових набігань електричного поля ПАХ, математичні моделі та чисельні розрахунки, конструкції акустoeлектронних перетворювачів, методики експериментальних досліджень та узагальнення їх результатів [62– 64, 95, 101, 147–153, 163–166, 171–174, 207–212; теоретичне обґрунтування метода вимірювання кутової швидкості на основі використання ефекту Доплера при обертанні ПАХ-приймача в електричному полі біжучої поверхневої акустичної хвилі, математична модель перетворювача з кільцевим п'єзoeлектричним хвильоводом, результати досліджень та їх узагальнення, пропозиції щодо подальшого вдосконалення конструкції [175–178]; модифікована математична модель плівкового п'єзoeлектричного ПАХ-хвильоводу, чисельні розрахунки, конструкції ПАХ-модулів, методики експериментальних досліджень та узагальнення їх результатів [102, 189–190, 193, 194]; функціональні схеми та конструкції 3-х частотного генераторного блоку та 3-х частотного блоку підсилення та фільтрації вихідного сигналу безконтактного ПАХ-приймача, методики їх випробування та узагальнення їх результатів [205, 206]; теоретичне обґрунтування метода вимірювання мікропереміщень та тиску на основі використання дисперсії фазової швидкості ПАХ в результаті збурення мембраною (зондом) електричного поля ПАХ,

математичні моделі, чисельні розрахунки, конструкції акустoeлектронних перетворювачів, методики експериментальних досліджень та узагальнення їх результатів [82, 166, 208, 213–218, 220–222, 229, 230]; функціональні схеми, математичні моделі та конструкції пасивних перетворювачів фізичних величин на ПАХ для безпроводних радіовимірювальних систем [115–120, 223–233, 227–233].

Апробація результатів дисертації. Основні результати дисертаційної роботи доповідалися та обговорювалися на міжнародних, вітчизняних і галузевих науково-технічних конференціях та семінарах (Росія, Україна, Австрія), в яких автор брав безпосередню участь:

XVII Міжгалузева наук. – техн. конф. пам’яті М. М. Острякова. Ленінград, Росія, 1991; Міжн. наук. – практ. конф. «П’єзоелектричні приводи і датчики». Обнінськ, Росія, 1993; Міжн. наук. – техн. конф. «Проблеми фізичної і біомедичної електроніки». Київ, 1995 та 1996; III Міжн. наук. – техн. конф. «Сенсорна електроніка та мікросистемні технології». Одеса, 2008; V Наук. – практ. конф. з міжн. участю «Математичне та імітаційне моделювання систем». Київ, 2010; V...XI Наук. – практ. конф. «Перспективні напрямки сучасної електроніки». Київ, 2011...2017; XXXI International Scientific Conference «Electronics and nanotechnology» (ELNANO–2011). Kyiv, 2011; VIII Міжн. наук. – техн. конф. «Гіротехнології, навігація, керування рухом і конструювання авіаційно–космічної техніки». Київ, 2011; VI Міжн. наук. – практ. конф. «Математичне та імітаційне моделювання систем». Чернігів, Україна, 2011; XXXII International Scientific Conference «Electronics and nanotechnology» (ELNANO–2012), Kyiv, 2012; 35th International Spring Seminar on Electronics Technology „Power Electronics” (ISSE 2012). Bad-Aussee, Austria, 2012; VII Міжн. наук. – практ. конф. «Математичне та імітаційне моделювання систем», Чернігів–Жукин, Україна, 2012; XVI Міжн. наук. – практ. Інтернет–конф. «Актуальні наукові дослідження в сучасному світі». Переяслав-

Хмельницький, Україна, 2016; I та II Міжн. наук. – техн. конф. «Smart-технології в енергетиці та електроніці». Лазурне, Україна, 2016 та 2017; XII та XIII International Conference «Electronics and Applied Physics». Kyiv, Ukraine, 2016 та 2017; наукові семінари кафедри електронних приладів та пристроїв КПІ імені Ігоря Сікорського.

Публікації. Основні положення дисертаційної роботи опубліковані в 65 наукових працях, у тому числі 8 одноосібних; зокрема: 24 статтях у наукових фахових виданнях (з них 1 стаття в іноземному виданні, 12 статтях у виданнях України, які внесені до міжнародних наукометричних баз), 2 патентах на винаходи та 9 патентах на корисні моделі; 28 тезах доповідей у збірниках матеріалів міжнародних та вітчизняних науково-технічних конференцій та 2 статтях в інших виданнях, які в достатній мірі висвітлюють результати роботи, що виносяться на захист.

Структура й обсяг дисертації. Дисертація складається із вступу, 8 розділів оригінальних досліджень з висновками, загальних висновків, списку використаних джерел та додатків. Загальний обсяг дисертації викладено на 392 сторінках, із яких основна частина викладена на 294 сторінках і містить 121 рисуноків та 23 таблиць. Список використаних джерел складається із 235 найменувань вітчизняної та зарубіжної науково-технічної літератури. Додатки викладено на 45 сторінках і містять додаткові матеріали, які не увійшли в основну частину дисертації.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІЗ ФІЗИКО-ТЕХНІЧНИХ ОСНОВ ПОБУДОВИ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ФІЗИЧНИХ ВЕЛИЧИН

У даному розділі представлено результати аналізу фізико-технічних основ побудови та порівняння метрологічних параметрів вимірювальних перетворювачів фізичних величин. Технічні параметри розглянутих традиційних вимірювальних перетворювачів практично досягли своїх граничних можливостей і подальше їх удосконалення можливо шляхом створення перетворювачів на базі нових фізичних ефектів.

Показано, що для підвищення чутливості, роздільної здатності та точності при зменшенні масогабаритних показників перспективним напрямом в області вимірювальних перетворювачів фізичних величин є створення акустoeлектронних активних та пасивних перетворювачів на основі пристроїв на поверхневих акустичних хвилях: температури, вологості, сили і тиску, переміщення, швидкості та прискорення, крутного моменту, складу газового середовища, параметрів електромагнітного поля, тощо. Рівень сучасної технології виготовлення ПАХ-перетворювачів та існуючі методи множинного доступу дозволяють широке впровадження таких перетворювачів і у радіовимірювальні дистанційні системи для контролю та вимірювання різноманітних фізичних величин, контролю технологічних процесів та параметрів роботи механізмів, радіоідентифікації об'єктів, у тому числі в агресивному середовищі.

На основі виконаного аналізу сформульовані завдання для виконання наукових досліджень, спрямованих на створення нового підкласу високочутливих акустoeлектронних перетворювачів на основі використання електричного поля поверхневих акустичних хвиль, які поширюються на п'єзоелектричних структурах, для сучасних інформаційно-вимірювальних систем.

1.1. Порівняльна характеристика перетворювачів фізичних величин

Сучасний розвиток науки і техніки вимагає вдосконалення існуючих і створення нових засобів вимірювання. Особливо зросла роль таких перетворювачів при створенні інформаційно-вимірювальних, навігаційних комплексів і систем програмного управління. Широко застосовуються різноманітні первинні перетворювачі: резистивні, п'єзоелектричні, ємнісні, механотронні, гальваномагнітні, електромагнітні, фотоелектричні (оптоелектронні), акустооптичні, мікроелектронні та інші. Одним з перспективних напрямів розвитку перетворювачів фізичних величин є акустоелектронні перетворювачі.

В основу принципу дії первинних перетворювачів фізичних величин покладене певне фізичне явище чи ефект, відповідно до яких вони поділяються на такі групи:

Механічні пружні перетворювачі. В основу принципу дії таких перетворювачів покладено залежності між вхідними величинами (силою, тиском, тощо) і викликаними ними переміщення чутливого елемента або механічними напруженнями, що виникають в матеріалі чутливого елемента перетворювача. До цієї групи належать пружні, мембранні, сильфонні та п'єзоелектричні перетворювачі. Механічні пружні перетворювачі широко застосовуються як первинні перетворювальні елементи динамометрів, манометрів, віброметрів, акселерометрів. Однак, таким перетворювачам властива значна температурна залежність, нелінійність функції перетворення та малий діапазон переміщення чутливого елемента [1–3].

Резистивні перетворювачі. В основу принципу дії резистивних перетворювачів покладено залежності між вхідними величинами (переміщенням, силою, тиском, механічними напруженнями, тощо) і викликаними ними зміною електричного опору чутливого елемента перетворювача. Резистивні перетворювачі можуть використовуватись для

перетворень лінійних та кутових переміщень, сили та тиску, прискорення, тощо. До цієї групи належать реостатні, тензорезистивні перетворювачі.

Реостатні вимірювальні перетворювачі можуть бути дротяними, плівковими і фоторезистивними, при цьому можливе отримання як лінійної, так і нелінійної залежностей опору від величини переміщення. Промисловість випускає велике число прецизійних малогабаритних реостатних перетворювачів, роздільна здатність яких менша 1 мм, а похибка складає $1 \div 2 \%$. Високий рівень вихідного сигналу часто дозволяє проводити подальшу його обробку і реєстрацію без застосування додаткових підсилювальних пристроїв, що знижують точність результатів вимірювання. Проте інерційність реостатних перетворювачів дуже велика [1–5].

Фоторезистивний перетворювач дозволяє вилучити рухомий електричний контакт, замінивши його фотоелектричним, що дозволяє усунути цілий ряд недоліків електромеханічних резисторів. Роздільна здатність фоторезистивних перетворювачів досягає $1 \div 10$ мкм в діапазоні $0 \div 100$ мм ($0 \div 360$ кут. град.) при основній похибці $1 \div 2 \%$. Недоліком фоторезистивного ПП є збільшення похибки вимірювання через неоднорідність резистивного шару і фоточутливого шару, температури і інших зовнішніх чинників [1–3, 6, 7].

В тензорезисторних перетворювачах використовується явище тензоефекту, суть якого полягає у зміні електричного опору провідникового або напівпровідникового матеріалів під час його механічної деформації. До переваг тензоперетворювачів належить висока чутливість, мініатюрність, дешевизна, можливість інтеграції в тензорезистивні структури. Однак, їм властиві недоліки: складність монтажу, значна залежність коефіцієнта відносної тензочутливості від температури, чутливість до вібрацій, нелінійність функції перетворення, значний розкид характеристик. Похибка одиничних напівпровідникових тензорезисторів становить $0,5 \div 1,0 \%$. У тензоперетворювачах, в яких пружний елемент (мембрана) виготовляється з монокристалічного напівпровідника (наприклад, з кремнію), на якому методом

дифузії формують інтегральну тензочутливу схему, похибка становить $0,1 \div 0,2 \%$ [1–3, 8].

П'єзоелектричні перетворювачі. Принципи дії п'єзоелектричних перетворювачів ґрунтуються на використанні прямого або зворотного п'єзоелектричних ефектів. Прямий п'єзоефект використовується в перетворювачах деформацій, сили, тиску, прискорень та вібрацій [1–5, 9, 10]. Перетворювачі на основі використання зворотного п'єзоефекту служать в якості джерел ультразвукових коливань, п'єзоелектричних реле. П'єзоелектричні перетворювачі відрізняються простотою конструкції при можливості мініатюрного виконання, надійністю роботи, високою точністю. Для кварцу похибка перетворення механічної напруженості в заряд становить $0,01 \div 0,001 \%$ у широкому діапазоні частот. Наприклад, п'єзоелектричні перетворювачі можуть використовуватися для вимірювання швидкозмінних тисків від 10^4 до 10^7 Па в частотному діапазоні від одиниць герц до десятків кілогерц. Давачі п'єзоелектричних акселерометрів перекривають діапазон вимірювань прискорень від 10^4 до 10^6 м/с² [10].

Ємнісні перетворювачі. В основу принципу дії ємнісних перетворювачів покладена залежність ємності конденсатора від відстані між його електродами, площі їх перекриття чи діелектричної проникності середовища між електродами, коли відстань, площа перекриття (кут повороту) чи діелектрична проникність є мірою вимірюваної величини [1–5, 11–16].

Для вимірювання малих переміщень отримали застосування перетворювачі зі змінним зазором, а при переміщеннях більших 1 мм використовуються перетворювачі зі змінною площею або зі зміною діелектричної проникності. Для вимірювання великих переміщень та підвищення чутливості можливе застосування ємнісного перетворювача з електричною редукцією [15]. Перетворювач складається з двох пластин діелектричного матеріалу, на яких нанесені електропровідні маски певної конфігурації. При взаємному переміщенні пластин ємність періодично

змінюється. Роздільна здатність ємнісних перетворювачів досягає одиниць мікрометрів, основна похибка $1 \div 3 \%$, граничний діапазон вимірюваних переміщень $0 \div 100$ мм ($0 \div 360$ кут. град.) [16].

Ємнісні перетворювачі широко застосовуються як перетворювачі переміщень та рівнів, сили, прискорень та вібрацій. Вони є складовими елементами ємнісних манометрів, динамометрів, віброметрів та акселерометрів. Ємнісні перетворювачі мають високу чутливість, простоту конструкцій, малі габарити і масу, малу інерційність і незначну зворотну дію на контрольований параметр. Разом з цим, ємнісним перетворювачам властиві і певні недоліки: великий внутрішній опір, наявність паразитних ємностей вимагає ретельного екранування, значний вплив на похибку перетворювача зміни температури і вологості довкілля [15, 16].

Механотронні перетворювачі. Принцип дії механотронних перетворювачів базується на механічному керуванні електронним струмом електровакуумних приладів шляхом безпосереднього механічного переміщення їх електродів. Достоїнствами механотронних перетворювачів є висока чутливість, мала нелінійність, велика швидкодія, простота електронної схеми. Недоліками механотронів є велика споживана потужність, конструктивна складність електромеханічної частини, малий діапазон вимірюваних переміщень $0 \div 1$ мм при роздільній здатності $0,1$ мкм і похибці $1 \div 2 \%$ [17, 18].

Гальваномагнітні перетворювачі. Гальваномагнітні перетворювачі базуються на ефекті зміни властивостей провідників або напівпровідників при протіканні через них електричного струму з одночасною дією магнітного поля [1, 2, 19–21]. У перетворювачах використовуються два гальваномагнітні ефекти: ефект Холла і ефект Гауса. У перетворювачах Холла вихідна електрорушійна сила пропорційна зміщенню рухомого елемента в магнітному полі. У перетворювачах Гауса відбувається зміна електричного опору під впливом магнітного поля (магніторезистори, магнітодіоди). Використовуючи

багатополюсний постійний магніт, полюси якого розташовані по колу диску, що обертається, і датчики Холла можна отримати кутову роздільну здатність 36 кут. сек [20]. Сучасна техніка дозволяє отримувати дискретність відліку менше 1 мкм при похибці $\pm 2,0$ мкм в діапазоні до 100 мм [19]. Випускаються також прецизійні магнітні перетворювачі кутових переміщень, в яких по колу висококоерцитивного диску розташовані n магнітних міток і ще додаткова мітка, що використовується в якості нуля для підрахунку числа обертів. Застосування двох зчитувальних пристроїв дозволяє отримати похибку 78 кут. сек, максимальна швидкість відслідковування повороту складає 100 об/сек [20].

Гальваноманітні перетворювачі не чутливі до зовнішніх магнітних полів, вібрацій, мають велику роздільну здатність при малих габаритних розмірах. Недоліками є мала вихідна потужність і велика температурна залежність.

Електромагнітні перетворювачі. Електромагнітні перетворювачі містять електромагнітну систему, параметри якої змінюються при зміні взаємного положення її частин. Електромагнітна система складається з однієї або декількох обмоток, розміщених на одному або декількох магнітопроводах. За фізичним принципом дії чутливого елементу електромагнітні перетворювачі можна розділити на дві основні групи: індуктивні і трансформаторні [2, 4, 5, 13, 22–26].

Наприклад, принцип дії цифрового вимірювача лінійних переміщень АМЦ-0764, що має вбудований індуктивний перетворювач типу ИД-8-3, базується на перетворенні різниці індуктивностей перетворювача при його переміщенні в послідовність імпульсів і використанням автоколивальної схеми. Діапазон вимірювання складає $0 \div 50$ мм при роздільній здатності 1,0 мкм і похибці ± 10 мкм [26].

Індуктивний перетворювач кутових переміщень – індукційний редуктосин є безконтактним синусно-косинусним поворотним

трансформатором з електричною редукцією і складається із статора і кільцевого якоря (ротора), що обертається, у вигляді зубчастого колеса або кодового диска [27–29].

Індукційні редуктосини застосовуються в прецизійних цифрових системах як в трансформаторному режимі, так і в режимі фазообертача. Похибка цифрової вимірювальної системи з індукційним редуктосином в режимі фазообертача при електричній редукції 64 дорівнює ± 40 кут.сек [27]. Розроблені також індукційні редуктосини з електричною редукцією 128 і 256, похибка яких може бути $\pm (5 \div 10)$ кут.сек [22]. Проте, при таких великих передатних відношеннях збільшуються не лише габарити, але і ускладнюються намотувальні операції.

У трансформаторних електромагнітних перетворювачах переміщення перетворюється у зміну взаємної індукції між двома системами обмоток. Найбільше застосування у вимірювальній техніці знайшли трансформаторні перетворювачі з рухомими обмотками і трансформатори, що зокрема обертаються, і сельсини, діапазон вимірювання кутових переміщень яких не перевищує ± 60 кут. град. при похибці не більше ± 10 кут.сек [27, 29, 30].

Сформувався також функціонально завершений вид виробів – перетворювачі сигналу сельсина і синусного трансформатора (СКВТ), що обертається, в цифровий код кута в гібридно-модульному виконанні, які підрозділяються в основному на чотири групи: одновідлікові з виходами в двійковому і двійково-десятковому кодах, двохвідлікові з виходом в двійковому коді і багатоканальні. Висока точність перетворювачів кута-сельсинів і СКВТ ($\pm 0,005$ %) вважається упевнено досягнутою величиною їх похибки відображення синусної залежності і визначає похибку вимірювання кутового положення $\pm (3 \div 10)$ кут.сек [29].

Серед первинних перетворювачів кута з електричною редукцією великий інтерес представляє індуктосин – багатополісний датчик кута з плоскими друкованими обмотками. Похибка систем з індуктосинами знаходиться в межах $\pm (1 \div 5)$ кут.сек. в діапазоні $0 \div 360$ кут. град. Наприклад, індуктосин з

числом пар полюсів 180 і зовнішнім діаметром 142 мм має похибку ± 4 кут.сек., а індуктосин з числом пар полюсів 360 і зовнішнім діаметром 302 мм має похибку ± 1 кут.сек [22]. Така висока точність забезпечується дуже жорсткими вимогами до виготовлення обмоток, до встановлення ротора відносно статора з метою зменшення биття і неспіввісності, до точності встановлення зазору. Індуктосини з похибкою перетворення менше $1 \div 2$ кут.сек мають великі габаритні розміри, що не завжди прийнятно.

Фотоелектричні перетворювачі. Принцип дії фотоелектричних перетворювачів полягає в перетворенні лінійного або кутового переміщення об'єкта в зміну параметрів світлового потоку, що поступає на приймач випромінювання. Практично усі існуючі фотоелектричні перетворювачі за характером дії світлового потоку на фотоприймач можна розділити на три основні групи: перетворювачі з перекриттям світлового потоку, растрові і перетворювачі зчитування [29–35].

Фотоелектричні перетворювачі з перекриттям світлового потоку можуть використовуватися як в амплітудному режимі, при якому амплітуда вихідного сигналу пропорційна переміщенню об'єкту, так і в імпульсному режимі, при цьому здійснюється підрахунок світлових імпульсів, що пройшли кодовий диск. Роздільна здатність таких перетворювачів складає десятки мікрометрів, основна похибка близько 0,01 % в діапазоні $100 \div 500$ мм ($0 \div 360$ кут. град.) [32–35].

Основним елементом растрового фотоелектричного перетворювача є оптичний модулятор, що складається із сполучення вимірювального (лінійного або радіального) і індикаторного елементів. Широко використовуються сполучення растрових, дифракційних і інтерференційних решіток. Переміщення вимірювального елементу відносно індикаторного на деяку величину викликає повторення вихідного сигналу приймача. Повний цикл зміни освітленості фотоприймача відбувається при переміщенні растра на величину кроку. При розташуванні растрів під деяким кутом виникають

виразно видимі широкі темні і світлі смуги, що називаються комбінаційними або муаровими смугами. Переміщення вимірювального растру відносно індикаторного в напрямі, перпендикулярному штрихам, на величину кроку растру викличе переміщення комбінаційних смуг в поперечному напрямі (уздовж штрихів) на величину кроку смуг. Рахуючи число муарових смуг, можна вимірювати переміщення з точністю до кроку растру. Інтегральні мікросхеми, що випускаються нині, дозволяють створювати растрові накопичувальні перетворювачі з $1/8$ кроку. При цьому отримують роздільну здатність в $1 \div 2$ мкм для растрів з кроком 8 мкм і діленням кроку растру на 4 або 8 частин [29]. Растровий перетворювач кутової швидкості має високу роздільну здатність (від 1000 до 250000 імпульсів за один оберт) [32].

Одним із способів підвищення роздільної здатності фотоелектричних перетворювачів підрахунку муарових смуг є застосування дифракційних решіток з малим кроком штрихів. Проте, виготовлення таких решіток достатньою мірою дороге і пов'язане з технологічними труднощами. Тому накопичувальні перетворювачі підрахунку муарових смуг застосовують в якості перетворювачів грубого відліку, використовуючи в них дифракційні решітки з відносно великим кроком. Для отримання більш високої роздільної здатності використовують внутрішньо-крокову інтерполяцію, при цьому можливе застосування растрів з кроком більшим $50 \div 70$ мкм. Такі растри легко відтворюються фотоелектричним шляхом і досить дешеві.

Результати досліджень дозволяють вважати реальним створення фазових растрових фотоелектричних перетворювачів як багатоканальних, так і одноканальних, з похибкою, що не перевищує $\pm 0,1$ мкм при кроці растрів 100 мкм [13, 30, 33–36].

Одним з напрямів в дослідженні перетворювачів переміщень є використання акустооптичної розгортки для створення оптичного растру [37, 38]. Принцип дії перетворювачів з акустооптичною розгорткою базується на сполученні механічного, оптичного растру із зображенням ультразвукових хвиль, що поширюються в прозорому середовищі. У фазового

фотоелектричного перетворювача лінійних переміщень з акустооптичною розгорткою використано вимірювальний растр з кроком 0,2 мм і акустооптичний модулятор з рідинним заповненням [38]. Чутливість перетворювача 0,6 ел.град. / мкм, похибка не перевищувала 0,3 мкм. До недоліків акустооптичних перетворювачів слід віднести складність конструкції при значних масогабаритних показниках.

Фотоелектричні перетворювачі зчитування інформації про переміщення складаються з диску з нанесеною на нього кодовою маскою відповідно до прийнятого двійкового коду, джерел і приймачів випромінювання. Кодувальний диск виконується зазвичай з оптичного скла, на якому фотохімічним способом нанесена кодова маска у вигляді доріжок з прозорими і непрозорими ділянками. Кількість таких доріжок і ширина кодових ділянок залежать від необхідної роздільної здатності і виду вибраного коду. Світловий потік від джерела випромінювання проходить крізь прозорі ділянки кодової маски і поступає на фотоприймачі, вихідні сигнали яких беруться за логічні одиниці, а відсутність сигналів на інших фотоприймачах, перекритих непрозорими ділянками, відповідає двійковим нулям. Кожному положенню кодового диска відповідає своя комбінація електричних сигналів у вигляді цифрового коду. Параметри таких перетворювачів залежать від виду прийнятого коду, системи зчитування інформації, типу джерел випромінювання і фотоприймачів, виду електронної схеми обробки сигналів, а також від конструктивних особливостей [30, 32, 33, 35, 39]. Наприклад, перетворювач, що перетворює положення вала в 22-х розрядний код, діаметр лімба якого дорівнює 400 мм, число штрихів 4096, а крок 0,3 мм, має роздільну здатність 0,3 кут.сек, граничну похибку в діапазоні $0 \div 360^\circ$ не більше $\pm 1,7$ кут.сек. [40].

Високочутливі фотоелектричні перетворювачі переміщень мають складну конструкцію, великі габарити і масу. Досягнення мікроелектронної технології дозволяє відмовитися від кодових масок, поєднуючи цифрове кодування і фотоелектричне перетворення в одному елементі-фотоприймачі

[6], що дозволяє істотно зменшити габарити і масу. Проте, основною проблемою побудови прецизійних подібних фотоелектричних перетворювачів є забезпечення часової і температурної стабільності параметрів перетворювача.

До фотоелектричних ВП відносяться також волоконно-оптичні перетворювачі, оптоелектричні пристрої просторового кодування, що здійснюють перетворення лінійного або кутового переміщення світлового променя в позиційний електричний або оптичний код. Вони підрозділяються на ВП паралельного і послідовного зчитування [29, 35, 36].

У перетворювачах паралельного зчитування переміщення визначається координатами вхідного, сформованого в оптичній системі, променя, які квантуються, відповідні їм рівні квантування кодуються у волоконно-оптичному перетворювачі з урахуванням заданої функції перетворення, а вихідні сигнали реєструються фотоелектричним перетворювачем [29, 41]. Квантування координат вхідного променя здійснюється на вхідному торці волоконно-оптичного перетворювача за допомогою дискретної лінійки, утвореної вхідними полірованими торцями джгутів гнучких світлопроводів. Кодування значень функцій перетворення при заданих параметрах вхідного променя здійснюється шляхом розщеплювання енергії променя гнучкими джгутами волоконно-оптичних кодів. Створені нині ВП паралельного зчитування характеризуються порівняно невисокою роздільною здатністю близько $100 \div 200$ мкм [29].

У перетворювачах послідовного зчитування досягається спрощення конструкції і підвищення роздільної здатності до декількох мікрометрів [29]. У цих перетворювачах лінійні або кутові переміщення задаються координатами вхідного променя або межами розділу світло-тінь. Перетворення оптичних кодів на виходах волоконно-оптичного перетворювача послідовного зчитування здійснюється оптико-механічним сканувальним пристроєм і фотоелектричними перетворювачами або фотоелектричними сканувальними пристроями. В якості сканувальних фотоелектричних пристроїв можуть бути

використані інтегральні фотоматриці, лінійні і матричні прилади із зарядовим зв'язком, а також інші сканістори. Складність конструкції і низька роздільна здатність є недоліками волоконно-оптичних перетворювачів.

Перетворювачі на базі лазерних інтерферометрів. Для високоточного вимірювання застосовують пристрої на основі лазерних інтерферометрів [42, 43]. Як джерело випромінювання зазвичай використовується лазер. Вимірювальний комплекс містить лазерне джерело випромінювання, інтерферометр і фотоелектронний блок, що здійснює підрахунок смуг і видає величину переміщення на цифрове табло з дискретністю 0,1 мкм і менше.

Основне застосування інтерферометри отримали в координатно-вимірювальній апаратурі і у верстатах з програмним управлінням. Наприклад, лазерний інтерферометр забезпечує вимірювання переміщень до 1 м з дискретністю 0,1 мкм, а інтерферометр з дівпазоном до 5 м має дискретність відліку 1 мкм [43].

Перетворювачі на основі інтерферометрів мають виключно високу роздільну здатність і точність. Проте, великі габарити таких пристроїв не дозволяють їх застосовувати в рухомих об'єктах.

Мікроелектронні перетворювачі. В теперішній час широко проводяться роботи, направлені на створення інтелектуальних інформаційно-вимірювальних систем, для яких створюються мікроелектронні перетворювачі нового покоління на основі нових принципів, функціональних матеріалів і структур [44–58]. Такі системи зв'язують чутливий елемент мікроелектронного перетворювача із комп'ютерними засобами інтелектуального оброблення отриманої інформації. В основу розроблення сучасних мікроелектронних перетворювачів для інтелектуальних систем покладено нові фізичні, хімічні та біофізичні ефекти, на базі яких створюються напівпровідникові, п'єзоелектричні, акустоелектронні, оптичні, мікрохвильові перетворювачі фізичних величин. Застосування інтегральної технології для їх виготовлення надає можливість підвищити швидкодію, чутливість і точність,

розширити діапазон вимірюваних величин, поліпшити надійність, завадостійкість і довготривалу стабільність параметрів. Поєднання на одному кристалі первинного вимірювального перетворювача із схемами обробки інформації уможливорює створення "інтелектуальних" перетворювачів.

На основі електрофізичних та п'єзореzystивних досліджень полікремнієвих шарів на діелектричних підкладках (КНІ-структури) створені п'єзореzystивні перетворювачі механічних величин (тиску, зусилля, деформацій) з граничними характеристиками і стабільними в інтервалі температур $-40 \div +140$ °С з високою чутливістю до вимірювального параметру [44]. На базі КНІ-структур створені: перетворювачі для аеродинамічних досліджень з вихідним сигналом 100 ± 20 мВ і чутливістю $4 \div 10$ мВ / (В·бар); перетворювач для медико-біологічного призначення з вихідним сигналом 50 ± 5 мВ і чутливістю 10 мВ / (В·бар) [44, 46, 47].

Створено мікроелектронні двофункційні перетворювачі тиску–температури на основі полікремнієвих шарів в кремній-на-ізоляторі для наступних інтервалів тиску і температури: $0 \div 1,6 \cdot 10^5$ Па і температур $-40 \div 60$ °С; $0 \div 2,4 \cdot 10^5$ Па і температур $20 \div 150$ °С. Такі перетворювачі мають чутливість до тиску $5 \div 15$ мВ / (В·бар), а температурний коефіцієнт чутливості (відносна зміна опору) складає $0,04 \div 0,07$ % / °С [44, 48].

Датчики тиску на основі ємнісного ефекту мають чутливість близько $3 \cdot 10^{-2}$ пФ / мм.рт.ст. для діапазону вимірюваних тисків $0 \div 300$ мм.рт.ст. [44, 49].

На основі ниткоподібних кристалів (НК) кремнію створені перетворювачі деформацій і тиску кріогенних рідин для різних температурних інтервалів: $4,2 \div 300$ К, $77 \div 300$ К та 4,2 К. Перетворювач тиску і рівня рідкого азоту має чутливість до 46 мВ / кПа в інтервалі малих тисків $0 \div 2,5$ кПа [44, 50, 51]. На основі НК створено чутливий елемент перетворювача для одночасного вимірювання температури та різниці температур в інтервалі $20 \div 102$ К при похибці вимірювання абсолютної температури 0,2 К, а різниці

температур – 0,1 К. Перетворювач має інерційність 60 мс та стійкість до впливу зовнішніх магнітних полів індукцією до 14 Тл [44].

В результаті дослідження впливу оптичного випромінювання, температури на реактивні властивості напівпровідникових приладів створено частотні високочутливі перетворювачі оптичного випромінювання та температури з коефіцієнтами перетворення відповідно десятки кГц / мкВт / см² та десятки кГц / °С [52–55].

В роботах [56, 57] представлено результати дослідження радіовимірювального перетворювача магнітного поля з датчиком Холла з частотним вихідним сигналом на основі автогенератора на транзисторній структурі з від’ємним опором, який дозволяє збільшити динамічний діапазон вихідних сигналів в 2 рази, що сприяє підвищенню точності вимірювання магнітного поля в 2 рази.

Мікроелектронний перетворювач тиску з частотним виходом у вигляді автогенераторної схеми на основі тунельно-резонансного діода, в якій діод є первинним перетворювачем тиску, має чутливість від 2,25 кГц / кПа до 0,35 кГц / кПа в залежності від режиму живлення по постійному струму і величини тиску [58].

Перетворювачі на поверхневих акустичних хвилях.

Принцип дії перетворювачів на поверхневих акустичних хвилях базується на термодинамічній взаємодії теплових, магнітних і пружних параметрів середовища поширення ПАХ і можливості управління електрофізичними властивостями середовища і характеристиками поширення хвилі при зовнішньому впливу.

Чутливість перетворювачів на ПАХ до різних дій визначається параметрами середовища поширення хвилі, властивостями прилеглого середовища і особливостями конструкції. Велика увага приділяється розробці перетворювачів на ПАХ: температури, вологості, сили і тиску, складу газового середовища, переміщення, швидкості та прискорення, крутного моменту, напруженостей електричного та магнітного полів, тощо [1, 3, 44, 59–64].

**Таблиця 1.1. Порівняльна характеристика вимірювальних
перетворювачів фізичних величин**

Тип ВП	Роздільна здатність, мкм	Діапазон, мм	Похибка, %	Переваги	Недоліки
Резистивні	1,0 ÷ 10	0 ÷ 100	1,0 ÷ 2,0	Простота конструкції	Велика похибка
Ємнісні	1,0 ÷ 10	0 ÷ 100	1,0 ÷ 3,0	Простота конструкції, мала інерційність	Вплив паразитних ємностей, велика похибка
Механотронні	0,1 ÷ 1,0	0 ÷ 1,0	1,0 ÷ 2,0	Висока чутливість	Складність конструкції, малий діапазон
Гальваномагнітні	0,5 ÷ 1,0	0 ÷ 500	0,5 ÷ 1,0	Нечутливі до зовнішніх магнітних полів	Температурна залежність
Електромагнітні (індуктосини)	0,5 ÷ 1,0	0 ÷ 500	$10^{-3} \div 10^{-4}$	Високі чутливість і точність	Великі маса і габарити, складність конструкції
Фотоелектричні	0,5 ÷ 1,0	0 ÷ 500	$10^{-3} \div 10^{-4}$	Високі чутливість і точність	Великі маса і габарити, складність конструкції, температурна залежність
Інтерферометри	0,01 ÷ 0,5	0 ÷ 5000	$10^{-3} \div 10^{-4}$	Високі чутливість і точність	Великі маса і габарити, складність конструкції, температурна залежність
Вимірювальні перетворювачі на ПАХ	0,01 ÷ 0,1	0 ÷ 200	$10^{-3} \div 10^{-4}$	Високі чутливість і точність, малі маса і габарити, сумісність з мікроелектронною технологією	Високі вимоги до точності виготовлення

Вимірювальні перетворювачі фізичних величин на ПАХ є одним з перспективних, що швидко розвиваються класів пристроїв, оскільки дозволяють усунути недоліки, властиві аналогічним пристроям на інших фізичних принципах, а також можливості використання мікроелектронної технології, сумісної з технологією виготовлення напівпровідникових приладів і інтегральних схем.

Перетворювачі на ПАХ мають високу чутливість і точність. Вони характеризуються високою швидкістю і малим енергоспоживанням, а їх характеристики – низькими величинами нелінійності і гістерезису. Маючи малі габарити і масу, вони мають високу надійність і відтворюваність параметрів. Властивий вимірювальним перетворювачам на ПАХ частотний або фазовий вихідний сигнал сумісний з мікропроцесорними системами обробки інформації та має високу завадостійкість.

В табл. 1.1. представлена порівняльна характеристика вимірювальних перетворювачів.

1.2. Загальні фізичні основи побудови пристроїв на поверхневих акустичних хвилях

1.2.1. Акустичні хвилі в пружних твердих тілах

Акустична хвиля в твердому тілі – збурення, що пов'язане з деформацією матеріалу. При зміщенні атомів з положення рівноваги виникають внутрішні пружні сили, що намагаються повернути їх в початкове положення. Завдяки взаємному впливу атомів один на одного зміщення одного атома з вузла кристалічної решітки викликає зміщення сусідніх. Таким чином, виникають збурення, що поширюються всередині твердого тіла [65]. У більшості матеріалів в лінійному наближенні пружні сили пропорційні величині деформації при умові, що вони незначні. Матеріал в цьому випадку називають пружним, а хвилі в такому матеріалі – пружними хвилями або

акустичними. В ідеально пружному тілі акустичні хвилі можуть поширюватися без згасання.

Найпростішим типом хвиль є плоскі хвилі. Такі хвилі можуть існувати лише в нескінченному однорідному середовищі. В деяких випадках і для деяких типів хвиль дозволяється розглядати поширення хвиль в середовищі обмежених розмірів як в необмеженому (якщо $a \gg \lambda$, де a – мінімальний розмір тіла).

Існують два типи плоских хвиль:

- поздовжні хвилі, в яких вузли кристалічної решітки коливаються вздовж напрямку поширення;
- поперечні хвилі, в яких вузли кристалічної решітки коливаються у площині, перпендикулярній до напрямку поширення.

Якщо середовище, в якому поширюється хвиля, обмежене, то можуть поширюватися хвилі, що локалізовані біля поверхні або поверхневі хвилі. В обмеженому твердому тілі можуть поширюватися декілька типів поверхневих хвиль, властивості яких суттєво залежать від граничних умов [66, 67].

На характер коливань в поверхневій хвилі впливають умови на поверхні твердого тіла. Так, якщо поверхня неметалізована, то нормальні компоненти тензора напруг дорівнюють нулю, а нормальна компонента вектора електричного зміщення неперервна. У випадку металізованої поверхні металом, що не здійснює механічного навантаження (нескінченно малої товщини), нормальні компоненти тензора механічних навантажень дорівнюють нулю, дотичні компоненти електричного поля на поверхні при відсутності електричного струму дорівнюють нулю, а при наявності вільних зарядів на поверхні нормальна компонента вектора електричного зміщення зазнає розриву, що дорівнює поверхневій густині зарядів. Приведені вище граничні умови визначають структуру та тип поверхневих хвиль, поширення яких можливе в даному середовищі [67, 68].

Одним з типів поверхневих хвиль є релеївські хвилі. Амплітуда цих хвиль експоненційно зменшується з глибиною так, що 90 % перенесеної

енергії зосереджено в шарі глибиною $h \approx \lambda$ (рис.1.1). Протягом тривалого часу хвилі Релея знаходили обмежене застосування, зазвичай при вивченні проблем сейсмології та в неруйнівному контролі виробів. Сьогодні поверхневі хвилі представляють найбільший інтерес для практичного використання завдяки простоті збудження та приймання, а також доступності їх на всьому шляху поширення для відводу та обробки інформації.

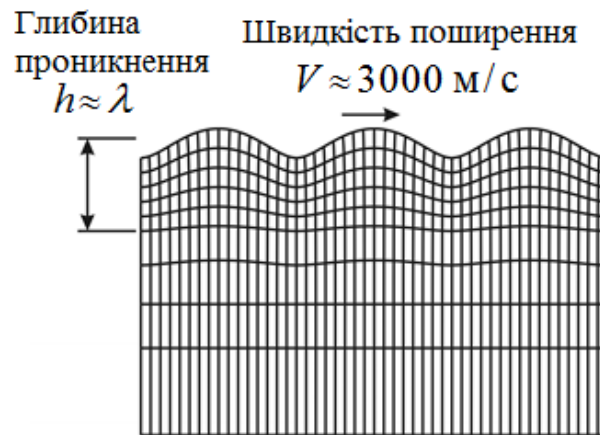


Рис. 1.1. Поширення поверхневих акустичних хвиль у твердому тілі

При описі хвиль Релея, що поширюються вздовж границі ізотропного пружного півпростору, зміщення u зручно виражати через скалярний ϕ та векторний ψ потенціали [65, 67]:

$$u = \text{grad } \phi + \text{rot } \psi, \quad (1.1)$$

причому, такий вираз справедливий при будь-якій просторовій структурі хвильових полів та відповідає розділенню хвилі на хвилю стиснення (ϕ) та хвилю зсуву (ψ).

Рівняння для ϕ та ψ незалежні і можуть бути записані у вигляді:

$$\begin{aligned} \ddot{\phi} - c_l^2 \Delta \phi &= 0; \\ \ddot{\psi} - c_t^2 \Delta \psi &= 0, \end{aligned} \quad (1.2)$$

де Δ – оператор Лапласа, c_l та c_t – швидкості поздовжньої на поперечної складових акустичної хвилі відповідно.

При поширенні хвилі вздовж вісі Ox (рис. 1.2) та вектору зміщення, що лежить в сагітальній площині (x, z) , векторний потенціал має одну компоненту ψ_y , відмінну від нуля. При цьому зміщення u_x та u_z виражаються формулами:

$$\begin{aligned} u_x &= \frac{\partial \phi}{\partial x} - \frac{\partial \psi}{\partial z}; \\ u_z &= \frac{\partial \phi}{\partial z} + \frac{\partial \psi}{\partial x}. \end{aligned} \quad (1.3)$$

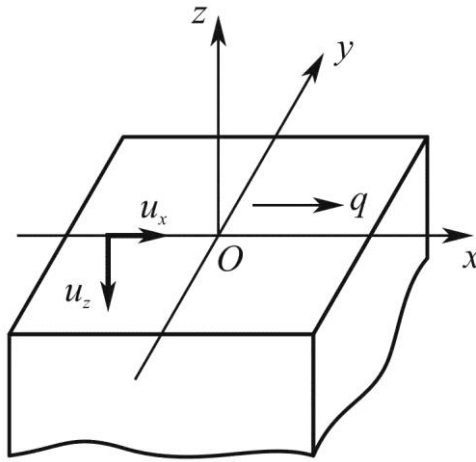


Рис. 1.2. Хвиля Релея в твердому тілі

Використовуючи співвідношення (1.3) і закон Гука для ізотропного тіла, можна записати відмінні від нуля компоненти тензора напружень:

$$\begin{aligned} \sigma_{xx} &= \lambda \Delta \phi + 2\mu \left(\frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} - \frac{\partial^2 \psi}{\partial x \partial z} \right); \\ \sigma_{zz} &= \lambda \Delta \phi + 2\mu \left(\frac{\partial^2 \phi}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 \psi}{\partial x \partial z} \right); \\ \sigma_{yy} &= \lambda \Delta \phi; \\ \sigma_{xy} &= \mu \left(2 \frac{\partial^2 \phi}{\partial x \partial z} - \frac{\partial^2 \psi}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 \psi}{\partial x^2} \right), \end{aligned} \quad (1.4)$$

де λ та μ – сталі Ламе, причому $c_l^2 = (\lambda + 2\mu)/\rho$, $c_t^2 = \mu/\rho$; ρ – густина пружного тіла.

Розв’язок системи рівнянь (1.2), що описує поверхневу акустичну хвилю, має вигляд:

$$\begin{aligned}\phi &= \phi_0 \exp[\alpha z + j(\omega t - qx)]; \\ \psi &= \psi_0 \exp[\beta z + j(\omega t - qx)],\end{aligned}\quad (1.5)$$

де ω та q – частота та хвильове число хвилі; ϕ_0 та ψ_0 – амплітуди двох компонент хвилі; α та β – коефіцієнти, що описують спадання хвиль стиснення та зсуву вглиб звукопроводу.

З рівнянь руху (1.2) випливає, що

$$\alpha^2 = q^2 - k_l^2; \quad \beta^2 = q^2 - k_t^2; \quad \operatorname{Re} \alpha, \beta > 0, \quad (1.6)$$

де $k_l = \omega/c_l$, $k_t = \omega/c_t$ – хвильові числа поздовжньої та зсувної складових об'ємних хвиль.

На вільній границі півпростору при $z = 0$ повинні виконуватися умови відсутності напружень, тобто $\sigma_{zz} = \sigma_{xz} = 0$. Тоді із співвідношень (1.4) випливає:

$$\begin{aligned}(q^2 + \beta^2)\phi_0 + 2jq\beta\psi_0 &= 0; \\ 2jq\alpha\phi_0 - (q^2 + \beta^2)\psi_0 &= 0.\end{aligned}\quad (1.7)$$

Із умови існування ненульових рішень цієї системи отримано рівняння Релея [65, 67]:

$$D(q, \omega) = (q^2 + \beta^2)^2 - 4q^2\alpha\beta = 0. \quad (1.8)$$

Із умови $q = q_R = \omega/V_R$, де V_R – швидкість хвилі Релея, випливає, що V_R не залежить від частоти і відношення V_R/c_t визначається відношенням $c_l/c_t = \sqrt{2(1-\sigma)/(1-2\sigma)}$, тобто залежить тільки від коефіцієнта Пуассона σ . При зміні коефіцієнта Пуассона в межах $\sigma = 0,05 \div 0,5$ фазова швидкість хвилі Релея V_R змінюється від $0,917 c_t$ до $0,958 c_t$ [67]. Зазвичай, для рівняння Релея (1.8) намагаються знайти числовий розв'язок. На рис. 1.3 приведена залежність відношення $q_R/k_t = c_t/V_R$ від коефіцієнта Пуассона. Амплітуди потенціалів ϕ_0 та ψ_0 лінійно зв'язані рівняннями (1.7), тому розв'язок (1.5) можна представити у вигляді:

$$\begin{aligned}\phi &= \phi_0 \exp[\alpha z + j(\omega t - q_R x)]; \\ \psi &= \frac{2jq_R\alpha}{q_R^2 + \beta^2} \phi_0 \exp[\beta z + j(\omega t - q_R x)].\end{aligned}\quad (1.9)$$

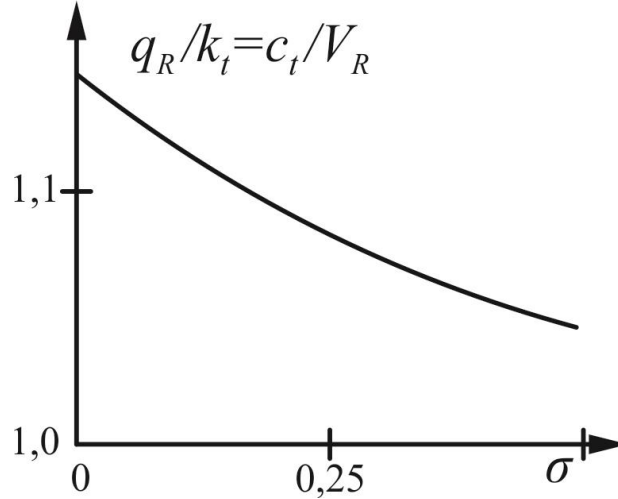


Рис. 1.3. Залежність швидкості релеївської хвилі від коефіцієнта Пуассона

Значення зміщень u_x та u_z обчислюються за формулою (1.3). Для розрахунку амплітуди зміщення u_z на поверхні $z = 0$ маємо:

$$u_z = -\frac{\alpha k_t^2}{q_R^2 + \beta^2} \phi_0, \quad (1.10)$$

відповідно $u_x|_{z=0}$ визначається формулою

$$u_x = i \frac{k_t^2}{2q_R} \phi_0. \quad (1.11)$$

З цих формул видно, що зміщення частинок середовища у хвилі Релея відбувається за еліпсами, причому на «гребнях» хвилі частинки рухаються в напрямку, протилежному напрямку поширення хвилі (при русі хвилі в напрямку проти Ох змінюється знак ψ в (1.9) та u_x в (1.11)).

Потік енергії у хвилі Релея в розрахунку на одиницю ширини акустичного пучка W визначається формулою [65, 67]:

$$P_R = -\int_{-\infty}^0 \langle \sigma_{1k} \dot{u}_k \rangle dz = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_{-\infty}^0 i \omega \sigma_{1k} u_k^* dz \quad (1.12)$$

де u_k^* – величина, комплексно спряжена з u_k .

Розрахунок з використанням формул (1.9) дає:

$$P_R = \frac{\rho \omega^3}{2} \frac{(-D'_R)}{8q_R^2 \beta} |\phi_0|^2 \quad (1.13)$$

або, виражаючи ϕ_0 через амплітуду нормального до поверхні звукопроводу зміщення u_z за формулою (1.10), отримаємо:

$$P_R = \frac{\rho \omega^3}{4} \frac{-D'_q}{\alpha k_t^4} |u_z|^2. \quad (1.14)$$

При числових розрахунках зручно виразити потік енергії P_R у Вт/см, частоту $f = \omega / 2\pi$ в ГГц, густину ρ в г/см³, амплітуду u_z в ангстремах, тоді співвідношення (1.14) можна записати у вигляді:

$$P_R = M f u_z^2 c_t^2 \rho, \quad (1.15)$$

де $M(\sigma)$ – функція коефіцієнта Пуассона, графік якої наведено на рис. 1.4.

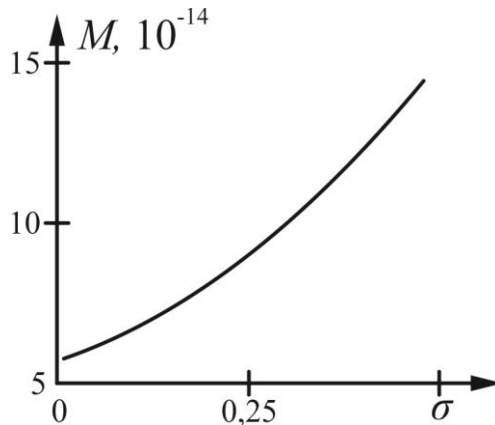


Рис. 1.4. Графік функції коефіцієнта Пуассона

Приведені співвідношення дозволяють розрахувати всі основні характеристики хвилі Релея в ізотропному тілі. При аналітичних розрахунках з хвилями Релея рівняння (1.8) разом з формулами для констант спадання α та β утворюють своєрідну «релеївську тригонометрію». При цьому, тотожні вирази можуть мати різну форму запису, що часто зустрічається в публікаціях.

Хоча на практиці пристрої на ПАХ зазвичай реалізуються на анізотропних кристалічних звукопроводах, при теоретичному розгляді фізики

ПАХ частіше за все обмежуються ізотропною моделлю твердого тіла. Причин тут декілька. По-перше, аналітичний розгляд хвиль Релея в кристалах надзвичайно складний через громіздкість отриманих рівнянь і зазвичай не може бути доведений до кінцевих результатів. По-друге, на практиці часто використовують симетричні зрізи і напрямки поширення хвиль в кристалах, так як ефекти, пов'язані з анізотропією (наприклад, відхилення потоку енергії в ПАХ від напрямку її хвильового вектору), як правило, в пристроях небажані. Використання несиметричних напрямків та зрізів зазвичай буває «платою» за особливі характеристики хвилі, як то підвищену термостабільність. Для багатьох зрізів та напрямків симетрії кристалів (наприклад, LiNbO_3 YZ-зрізу) структура хвилі Релея близька до структури в ізотропному тілі. Такі хвилі називають хвилями релеївського типу. При порівнянні теоретичних результатів, отриманих для ізотропного тіла, з експериментальними ПАХ в кристалах в якості параметру використовується коефіцієнт Пуассона σ .

Якщо тверде тіло має п'єзоелектричні властивості, то при $z = 0$ можуть бути різні електричні граничні умови. Однак, для ультразвукових пристроїв основне значення мають умови двох видів. У першому випадку поверхня п'єзоелектрика покрита тонким провідним шаром, наявність якого не впливає на механічні граничні умови, але забезпечує екіпотенціальність поверхні і тому електричний потенціал хвилі буде дорівнювати нулю при $z = 0$ (рис.1.2).

У другому випадку поверхня п'єзоелектрика електрично вільна і тому складова електричного потенціалу над поверхнею задовольняє рівнянню Лапласа, а потенціал електричного поля акустичної хвилі буде описуватися співвідношенням [65] :

$$\varphi = \Phi(z) \exp(j(\omega t - q_R x)), \quad (1.16)$$

де, при $z \geq 0$, $\frac{d^2 \Phi}{dz^2} - q_R^2 \Phi = 0$ і електричний потенціал буде змінюватися згідно співвідношення:

$$\varphi = \Phi_0 \exp[-q_R z + j(\omega t - q_R x)], \quad (1.17)$$

де Φ_0 – потенціал електричного поля хвилі при $z=0$; $q_R = 2\pi/\lambda$ – хвильове число; λ – довжина хвилі.

Наявність електричного поля, яке виникає при поширенні поверхневих акустичних хвиль на п'єзоелектричних структурах, дозволяє створювати перетворювачі фізичних величин (лінійних, кутових переміщень та швидкості, мікропереміщень та тиску та інших), яким і присвячена ця дисертаційна робота.

1.2.2. Методи збудження поверхневих акустичних хвиль

Найбільш важливим для створення пристроїв на ПАХ та складним з точки зору адекватного фізичного опису є процес збудження ПАХ, заснований на явищі п'єзоефекту, який було виявлено в 80-х роках XIX століття французькими вченими П'єром та Жаком Кюрі. В ході досліджень вони встановили, що на поверхні кристалів кварцу при механічному впливі виникають електричні заряди, до того ж, величина заряду пропорційна прикладеному зусиллю. Явище електричної поляризації, зумовлене механічною деформацією кристалу, отримало назву прямого п'єзоелектричного ефекту. Потім, було прогнозовано й експериментально підтверджено існування зворотного п'єзоелектричного ефекту – появи механічних деформацій в кристалі під впливом прикладеного електричного поля [1–3, 59, 60].

Завдяки п'єзоефекту в п'єзоелектричних кристалах поширення поверхневих акустичних хвиль (хвиль деформації) супроводжується квазістатичним електричним потенціалом. Це дозволяє збуджувати хвилі, створюючи електричне поле в тонкому поверхневому шарі за допомогою системи електродів, нанесених на поверхні, а також, виявляти ПАХ.

Основним конструктивним елементом будь-якого акустoeлектронного пристрою на ПАХ є перетворювач. Для збудження та прийому ПАХ

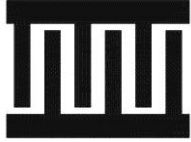



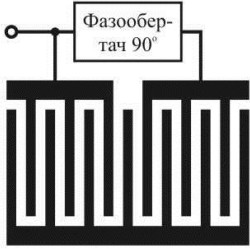
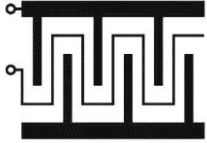
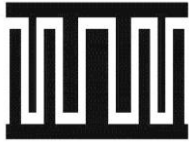
запропоновано різні способи, які зводяться до створення просторово-періодичної системи змінних пружних деформацій на поверхні твердого тіла. Найбільш простим і ефективним способом є збудження та приймання ПАХ за допомогою зустрічно-штирового перетворювача (ЗШП), що представляє собою двофазну ґратку (табл.1.2).

Кожна пара електродів такого перетворювача, внаслідок зворотного п'єзоефекту, збуджує дві корисні біжучі поверхневі хвилі, що поширюються у взаємно протилежних напрямках, і декілька паразитних, об'ємних мод, що розповсюджуються під кутом до поверхні звукопроводу.

Сумарна ПАХ на виході вхідного ЗШП є суперпозиція парціальних хвиль, амплітуди яких залежать від величини перекриття пар електродів, а фази визначаються взаємним положенням останніх. Найбільша інтенсивність збудження ПАХ спостерігається за умови акустичного синхронізму, коли період вхідного сигналу, відповідає періоду ґратки перетворювача. Змінюючи топологію (число електродів, їх просторовий період, довжину, ширину і т. п.), можна варіювати частотними характеристиками ЗШП.

В найпростішому еквідистантному ЗШП, що має незмінний просторовий півперіод електродів $d_n = \lambda_0 / 2$ та постійну довжину електродів, відбувається додавання парціальних хвиль у фазі з однаковою амплітудою. В результаті амплітудно – частотна характеристика (АЧХ) такого перетворювача близька до спектру прямокутного радіоімпульсу з частотою заповнення ω_0 , що дорівнює частоті акустичного синхронізму ЗШП, та має вигляд $\sin x / x$ з рівнем найближчих бічних пелюстків не краще -13,6 дБ. З метою збільшення вибірконості ЗШП та реалізації різноманітних частотних характеристик запропоновано багато різноманітних конструкцій ЗШП для вагової обробки амплітуд та фаз парціальних хвиль. Великий різновид методів зважування ЗШП та їх модифікацій зумовлено обмеженістю отримуваних частотних характеристик та чутливістю до ефектів другого порядку (відбиття, дифракції, спотворенню фазового фронту ПАХ і т.д).

**Таблиця 1.2. Основні конструкції ЗШП для пристроїв
на поверхневих акустичних хвилях**

Тип ЗШП та спосіб зважування	Конструкція	Переваги	Недоліки
1. Неаподизований еквідистантний (без зважування)		Простота розрахунку	Погана прямокутність, високий рівень бічних пелюсток
2. Неаподизований з розщепленими електродами (без зважування)		Малий коефіцієнт відбиття	Велика ймовірність дефектів виготовлення
3. Аподизований еквідистантний (зважування зміною довжини електродів)		Високий коефіцієнт прямокутності, смуга до 30%	Викривлення фазового фронту ПАХ та чутливість до дифракції
4. Аподизований з пасивними електродами поза зоною перекриття електродів		Зниження фазових викривлень фронту	Викривлення АЧХ через відбиття від пасивних електродів, чутливість до дифракції ПАХ
5. Однонаправлений (зсув двох половин ЗШП на 90°)		Високочастотність	Вузька смуга пропускання, високий рівень бічних пелюсток
6. Модифікований однонаправлений		Широка смуга пропускання	Верхня гранична частота в 2 рази нижче
7. Зі зважуванням ширини електродів		Однорідність звукового пучка за апертурою	Недостатній вибір можливих АЧХ, високий рівень бічних пелюсток

8. Зі зважуванням селективним видаленням електродів		Зниження фазових викривлень фронту та дифракції	Збільшення рівня бічних пелюсток при розстроюванні
9. Еквідистантно - груповий (зміна періоду)		Зменшення дифракції	Високий рівень бічних пелюсток
10. Нееквідистантний неаподизований (зважування періоду електродів вздовж напрямку поширення ПАХ)		Широкосмугова дисперсія	Зрізаність фазової характеристик и, високий рівень бічних пелюсток
11. Нееквідистантний аподизований (зміна періоду та довжини електродів)		Можливість управління видом АЧХ	Дискретна зрізаність фазових характеристик
12. Віяльний неаподизований (зі зважуванням періоду електродів поперек напрямку поширення ПАХ)		Високий коефіцієнт прямокутності	Високий рівень бічних пелюсток
13. Аподизований еквідистантно - груповий (кожна група електродів має свою апертуру та період слідування)		Широкосмужність, малий коефіцієнт пульсацій в зоні провідності	Високий рівень бічних пелюсток, складність розрахунку
14. Еквідистантно - груповий з частотно-ковою маніпуляцією (ОЧК перетворювач)		Частотно-кодова модуляція вхідного сигналу	Дискретна зрізаність фазових характеристик

Найбільш просте зважування реалізується в аподизованому ЗШП (табл. 1.2, перетворювач 3), в якому варіювання амплітудами парціальних ПАХ здійснюється зміною перекриття (довжини) сусідніх електродів у відповідності з заданою імпульсною характеристикою. Цей вид зважування може розглядатися як амплітудно – імпульсна модуляція сигналу. Перевагою

цього методу є висока роздільна здатність, оскільки зважування може проводитись неперервно в широкому діапазоні. Крім того, це найбільш просто та легко відтворюваний метод для регулювання кожного півперіоду необхідної імпульсної характеристики.

Однією з головних проблем, що притамана методу зважування зміною довжини електродів, є точне відтворення малих амплітуд, що необхідно для реалізації затухання в смузі загородження більше $\alpha_{\text{гap}} = -(50 \div 60)$ дБ. Це обмеження пов'язане з дією ефекту дифракції пучка ПАХ від малих апертур. Викривлення амплітудного та фазового фронтів ПАХ в аподизованому ЗШП практично виключає можливість використання двох подібних ЗШП в одному пристрої з метою перемноження їх передаточних функцій та послаблення вимог до кожного перетворювача. Обійти цю проблему дозволяє використання другого ЗШП з відносно плоским фронтом випромінюваних ПАХ (наприклад, перетворювачі 1, 2, 5, 7, 8, 9, 10, 12 в табл. 1.2) або багатосмугових відгалужувачів, що вирівнюють ці фронти.

Оскільки смуга пропускання ЗШП зворотно пропорційна кількості електродів, то в еквідистантному аподизованому ЗШП сильно зростає відбиття від багатоелектродної структури при смугах менше $\Delta f_3 / f_0 = 2 \div 5\%$. Навпаки, при $\Delta f_3 / f_0 > 30\%$ відбиття малі, але порушується неперервність відтворення заданої імпульсної характеристики, що також призводить до викривлення АЧХ. Відбиття можна зменшити, використовуючи структури ЗШП з розщепленими електродами (табл. 1.2, перетворювач 2) зі зломом електродів поза зоною перекриття або секціонованих ЗШП з періодичним проріджуванням електродів.

Однак, через додаткову дискретизацію імпульсної характеристики в АЧХ секціонованих ЗШП з'являються ангармонійні відгуки, придушення яких по рівню $-(40 \div 50)$ дБ відносно основного пелюстка складна задача. Перехід до більш високих гармонік дозволяє також зменшити реалізовану смугу пропускання при одночасному зниженні викривлень через відбиття.

З метою зменшення втрат, зумовлених двонаправленістю випроміненням ПАХ, використовують однонаправлені ЗШП (табл. 1.2, перетворювачі 5, 6), одна з половин яких зміщена на половину довжини хвилі і служить відбивачем для зворотної ПАХ. Оскільки для підвищення ефективності відбиття потрібна велика кількість електродів, цей тип перетворювачів є вузькосмуговим.

Ефективність збудження ПАХ залежить від ширини електродів, тому, змінюючи ширину електродів вздовж напрямку поширення ПАХ (табл. 1.2, перетворювач 7), можна рівномірно зважити перетворювач у відповідності з заданою імпульсною характеристикою. Цей метод зважування може розглядатися як широтно-імпульсна модуляція сигналу. Основним недоліком цього методу зважування є чутливість до технологічних похибок та вимога високої роздільної здатності фотолітографії при виготовленні. Останнє зумовлено тим, що малі величини зважування реалізуються при дуже тонких електродах. Це значить, що зважування зміною ширини електродів може бути використано лише в низькочастотних пристроях. Крім того, діапазон зважування амплітуд парціальних хвиль дуже малий, що суттєво обмежує клас реалізованих частотних характеристик.

Можна частково обійти вказані проблеми, використовуючи ЗШП зі змінною шириною, що працюють на просторових гармоніках, що дозволяє виконати зважування не тільки амплітуди, але і фази збуджуваних ПАХ.

Зважування при селективному видаленні електродів (табл. 1.2, перетворювач 8) реалізується завдяки виниклому при цьому перерозподілу зарядів між електродами. Метод аналогічний комбінації часово-імпульсної та широтно-імпульсної модуляції сигналу. Внаслідок додаткової дискретизації імпульсної характеристики та інтерференції хвиль від різних груп електродів в АЧХ перетворювача виникає цілий ряд ангармонійних відгуків, що мають рівень до $\alpha = -(35 \div 40)$ дБ біля смуги пропускання та збільшуються до $\alpha = -(15 \div 20)$ дБ при розстроюванні на $8 \div 10$ смуг. Зважування селективним

видаленням електродів точніше апроксимує імпульсну характеристику при збільшенні кількості електродів.

Значно розширити смугу пропускання у порівнянні з еквідистантним ЗШП можна шляхом зважування просторового періоду електродів вздовж або поперек напрямку поширення ПАХ (табл. 1.2, перетворювачі $9 \div 12$). Реалізація заданих передаточних функцій нееквідистантного ЗШП із зважуванням періоду вздовж напрямку поширення ПАХ аналогічна отриманню спектру сигналу з комбінацією частотної та широтно-імпульсної модуляцією. Внаслідок френелівських пульсацій АЧХ такого ЗШП сильно розрізана. Крім того, при несиметричному зважуванні ФЧХ перетворювача нелінійна і також пульсує. Знизити пульсації АЧХ та ФЧХ можливо шляхом додаткового амплітудного зважування (табл. 1.2, перетворювач 11), що призводить до погіршення прямокутності. Реалізація порівняно вузьких смуг пропускання (менше $5 \div 10$ %) за допомогою нееквідистантних ЗШП утруднена, так як при цьому потрібна висока роздільна здатність технологічного обладнання для забезпечення малих відмінностей сусідніх періодів.

У віяльних ЗШП із зважуванням періоду електродів поперек напрямку поширення ПАХ усі електроди нахилені на малих кут Θ , що дорівнює нулю в центрі та збільшується до Θ_{max} на краях перетворювача. Внаслідок розходження пучка ПАХ, що викликає провал АЧХ, кут Θ_{max} обмежений значенням $3 \div 5^\circ$. Віяльні перетворювачі дозволяють реалізувати зважування $\sin x/x$, що визначає високу прямокутність їх АЧХ. З метою збільшення вибіркості можливе використання додаткового слабого амплітудного зважування зміною довжини електродів. До недоліків віяльних ЗШП слід віднести збільшення відбиття при смугах пропускання менше 3%.

На початку 2000-х років групою науковців з США була запропонована революційна технологія ортогонального частотного кодування (ОЧК) для пристроїв на поверхневих акустичних хвилях [69, 70]. ОЧК – це технологія кодування з використанням розширення спектру, що успішно пройшла

випробування в сенсорах та радіомітках на ПАХ з відбивними структурами. Також, ця технологія була використана для побудови фільтрів для широкосмугових телекомунікаційних систем. Так, використання вхідного аподизованого еквідистантно-групового перетворювача та вихідного еквідистантно-групового перетворювача з частотно-ковою маніпуляцією (табл. 1.2, перетворювачі 13 та 14, відповідно) дозволяє будувати фільтри з малим коефіцієнтом пульсацій при доволі широкій смузі пропускання (біля 30 %). Аподизований еквідистантно-груповий перетворювач являє собою модифікацію еквідистантно-групового перетворювача, в якому електроди зважені по довжині. Еквідистантно-груповий перетворювач з частотно-ковою маніпуляцією зі зважуванням періоду та ширини електродів вздовж напрямку поширення ПАХ складається з груп електродів, кожна з яких призначена для збудження та приймання ПАХ певної частоти (частот кодування або елементарних частот). Причому АЧХ такого перетворювача побудована таким чином, що максимум однієї кодової частоти приходить на нуль сусідньої кодової частоти, що викликає провал АЧХ.

Застосування тих чи інших конструкцій ЗШП з різними методами зважування визначається вимогами до параметрів пристроїв на ПАХ. Типові параметри, що можуть бути реалізовані ЗШП, найбільш часто використовуваних конструкцій, зведені в табл. 1.3. Значення параметрів усереднено по експериментальним даним з припущенням, що електромагнітні наведення та генерація паразитних об'ємних акустичних хвиль (ОАХ) приблизно однаково погіршують різноманітні параметри в усіх розглянутих конструкціях ЗШП.

Допуски на розміри контактних шин і майданчиків, а також на відстань між окремими перетворювачами складають $5 \div 10$ мкм, тобто сумірні з допусками на розміри елементів тонкоплівкових ІМС. Допуски на розміри електродів ЗШП майже на порядок жорсткіші за допуски на розміри елементів тонкоплівкових ІМС. Для отримання згасання бічних пелюсток АЧХ пристрою до $\alpha = -(50 \div 60)$ дБ задану ширину електродів необхідно витримувати з

точністю не гірше $\pm (0,5 \div 0,8)$ мкм, а довжину електродів і їх крок, відповідно, не гірше $\pm (0,5 \div 1,2)$ та $\pm (0,2 \div 0,5)$ мкм.

Таблиця 1.3. Типові значення параметрів ЗШП різних конструкцій

Тип ЗШП	Δf_3	$\delta a, \pm \text{дБ}$	$a_{\text{гар}}, \text{дБ}$	$K_{\Pi} 40/3, \text{дБ}$	$a_{\text{вн}}, \text{дБ}$
Неаподизований еквідистантний	$1,0 \div 50,0$	$0,1 \div 10$	13,6	1,8**	$6 \div 40$
Неаподизований з розщепленими електродами	$1,0 \div 50,0$ $(0,3 \div 50,0)^*$	$0,05 \div 0,2$	13,6	1,8**	$6 \div 40$
Аподизований еквідистантний	$0,3 \div 1,0$ $(0,3 \div 35,0)^*$	$0,05 \div 1,5$	$21,8 \div 50$	$1,1 \div 3,0$	$6 \div 20$
Аподизований секціонований	$0,5 \div 10,0$ $(0,1 \div 10,0)^*$	$0,05 \div 0,2$	$21,8 \div 40$	$1,8 \div 3,0$	$6 \div 15$
Зі змінною шириною електродів	$1,0 \div 10,0$ $(0,5 \div 10,0)^*$	$0,5 \div 2,0$	$13,6 \div 30$	$2,5 \div 3,5$	$6 \div 20$
З селективним видаленням електродів	$0,2 \div 3,0$	$0,05 \div 0,3$	$21,8 \div 40$ $(21,8 \div 15)^{***}$	$1,9 \div 3,0$	$5 \div 10$
Віяльний неаподизований	$3,0 \div 30,0$	$0,2 \div 1,0$	$13,6 \div 21,3$	$1,15 \div 2,0$	$10 \div 20$
Віяльний аподизований	$3,0 \div 25,0$	$0,2 \div 1,0$	$13,6 \div 35,0$	$1,5 \div 2,5$	$10 \div 22$
Нееквідистантний аподизований	$10 \div 50$	$0,2 \div 1,0$	$21,8 \div 35,0$	$1,1 \div 2,5$	$6 \div 20$
Однонаправлений	$0,2 \div 5$	$0,1 \div 0,5$	13,6	1,8**	$0,5 \div 6$
Однонаправлений модифікований	$0,1 \div 5$	$0,1 \div 0,5$	36	$2,5 \div 3$	$0,5 \div 10$

* *Смуга пропускання приведена при роботі ЗШП на третій гармоніці.*

** *Значення коефіцієнта прямокутності по рівню 20/3 дБ.*

*** *При розстроюванні на 8-10 смуг пропускання.*

Роботи в області створення та практичного використання пристроїв на ПАХ почалися в кінці 50-х років минулого століття [59, 60]. На початку свого розвитку ПАХ-пристрої використовувалися переважно у військовій техніці та в деякій спеціалізованих пристроях. За два десятиліття розвитку ПАХ-техніка пройшла шлях від найпростіших ліній затримки до унікальних багатофункціональних приладів обробки складних сигналів. Їх широке промислове використання почалося з того, що фільтри на ПАХ замінили фільтри на LC-елементах в телебаченні. З 1990 р. пристрої на ПАХ почали використовувати в мобільних телефонах. Сьогодні відомий широкий клас функціональних елементів та пристроїв на ПАХ [59]: лінії затримки, багатовідвідні лінії затримки, узгоджені фільтри для сигналів з лінійно-частотною та фазовою модуляцією, різноманітні типи смугових фільтрів, резонатори, генератори, підсилювачі, корелятори, фазообертачі, хвилеводи, різноманітні сенсори, радіосенсори та радіомітки, конвольвери, генератори кодів, Фур'є-процесори і т. д.

Перехід на цифрове телебачення, звичайно, негативно вплинув на позиції ПАХ-техніки, практично повністю виключив необхідність їх застосування в цій галузі. При цьому, з'являється нова галузь використання пристроїв на ПАХ: різноманітні сенсори фізичних величин, газоаналізатори, радіомітки та пристрої обробки інформації. Ці пристрої розроблялися паралельно з класичними компонентами на ПАХ (лінії затримки, фільтри, конвольвери та інші), однак через недосконалість технології та складність виробництва тривалий час залишалися в тіні.

Пристрої на поверхневих акустичних хвилях не нові, однак застосування ПАХ-технології для виготовлення безпроводних, пасивних та гібридних багатофункціональних ПАХ-сенсорів є перспективною сферою застосування [1, 3, 10, 44, 59–64].

В загальному випадку пристрій на ПАХ (рис. 1.5) складається з п'єзоелектричної підкладки, на полірованій поверхні якої можуть бути розміщені ЗШП, багатосмугові відгалужувачі, відбивні структури та інші

акустoeлектронні компоненти. Так як в п'єзoeлектрику відбувається збудження, детектування та поширення поверхневих акустичних хвиль, властивості цього матеріалу визначають параметри пристрою. Розглянемо параметри, що характеризують пристрої на ПАХ.

Основним параметром є швидкість поширення ПАХ в п'єзoeлектрику V . Знаючи її, можна визначити період ЗШП для отримання необхідної середньої частоти f_0 пристрою: $\lambda_0 = V / f_0$, де λ_0 – довжина хвилі або період ЗШП. З цієї залежності видно, що швидкість поширення ПАХ визначає верхню граничну частоту та габарити пристрою.

Так, при швидкості поширення 3400 м/с на частоті 1 ГГц довжина ПАХ складає 3,4 мкм. Завдяки оптичній роздільній здатності фотолітографії біля $50 \div 100$ нм, верхня гранична частота ПАХ-пристроїв при масовому виробництві складає приблизно 3 ГГц. В наукових лабораторіях, зараз, досліджуються компоненти на ПАХ з граничною частотою 16 ГГц.

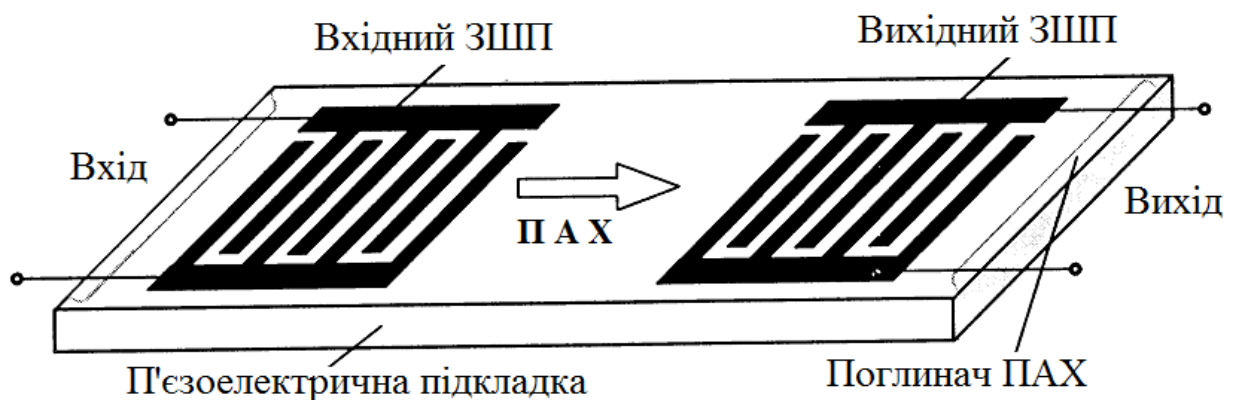


Рис. 1.5. Пристрій на ПАХ з еквідистантними зустрічно-штировими перетворювачами

Як і на початку розвитку ПАХ– технологій, сьогодні, в якості матеріалів підкладок для пристроїв на ПАХ, переважно, використовують кварц (SiO_2) (температурний коефіцієнт кварцових підкладок мінімальний при кімнатній температурі і в багатьох випадках може не враховуватись), ніобат літію (LiNbO_3) та танталат літію (LiTaO_3). При температурах близьких до 1000°C

застосовують нові високотемпературні матеріали, такі як: берлініт (AlPO_4), тетраборат літію ($\text{Li}_2\text{B}_4\text{O}_7$), лангазіт ($\text{La}_3\text{Ga}_5\text{SiO}_{14}$), та ортофосфат галію (GaPO_4).

Деякі матеріали мають дуже низьку температурну чутливість (деякі зрізи кварцу взагалі не чутливі), що дозволяє реалізувати на їх основі високостабільні сенсори на ПАХ. Для інших матеріалів дослідження показують високу чутливість перетворювача до змін вимірюваної температури. Ця чутливість зростає зі зростанням частоти. Так при частоті 50 МГц сенсор на германаті вісмуту має чутливість, понад 6 кГц/°С. Чутливість також прямо пропорційна швидкості поширення ПАХ та зворотно пропорційна коефіцієнту електромеханічного зв'язку.

Основними перевагами кварцу є висока твердість, нерозчинність у воді, стійкість до дії ряду кислот, мале теплове розширення, надзвичайно висока механічна добротність ($10^5 \div 10^6$) і стабільність параметрів ($10^{-3} \div 10^{-5}$) %.

Проте коефіцієнт електромеханічного зв'язку кварцу приблизно на порядок, а п'єзомодулі – на два порядки менші, ніж відповідні параметри у п'єзокераміки. Окрім цього, недоліком кварцу є його мала діелектрична проникність і власна ємність кварцових пластинок, внаслідок чого шунтуюча ємність кабелю та вхідних ланцюгів вимірювальних пристроїв значно зменшує чутливість перетворювачів.

П'єзокераміка має багато переваг. Технологія виробництва п'єзокераміки проста, а отже, вдається значно знизити вартість перетворювачів на її основі. Висока радіаційна стійкість п'єзокерамічних матеріалів ставить поза конкуренцією ті пристрої на її базі, які розраховані на роботу в умовах підвищеної радіації. П'єзокерамічні елементи виключно стійки до дії різних агресивних середовищ. З відомих нині хімічних з'єднань тільки фтороводнева кислота здатна завдати руйнівної дії на п'єзокераміку. Це дозволяє використовувати п'єзокерамічні пристрої на багатьох складних хімічних виробництвах. Недоліком п'єзокераміки, у порівнянні з кварцом, є низьке значення точки Кюрі T_K (для кварцу це значення складає $T_K = 570^\circ\text{C}$,

для п'єзокераміки на основі титанату барію в межах $100 \div 200^{\circ}\text{C}$). Проте зараз вже розроблені високотемпературні п'єзокерамічні матеріали, які мають значення точки Кюрі в межах кварцу. Так, елементи, виготовлені з деяких марок п'єзокераміки ЦТС та ПКР, не втрачають своєї роботоздатності при температурах до $300 \div 400^{\circ}\text{C}$ (наприклад, для ЦТС-21 $T_K = 400^{\circ}\text{C}$), а на основі кобальту здатні витримувати температуру 700°C і більше.

Широкий діапазон температур дозволяє використовувати п'єзокерамічні перетворювачі від $+400$ до -270°C . Більше того, спеціальні перетворювачі можуть використовуватися, наприклад, для вимірювання тиску в циліндрах двигунів внутрішнього згорання, де температура коливається від нормальної до $+1600^{\circ}\text{C}$, а радіаційна температура може досягати $+3000^{\circ}\text{C}$.

Важливим напрямком розвитку сучасної твердотільної електроніки є використання фізичного явища формування залишкової поляризації в полімерних сегнетоелектриках для створення п'єзоелектричних і піроелектричних сенсорів, в якості чутливих елементів яких використовуються полімерні сегнетоелектрики типу полівініліденфториду (ПВДФ) і його сополімерів, які проявляють після відповідної електрофізичної обробки сегнето-, п'єзо- і піроелектричні властивості. До числа основних переваг таких матеріалів належить висока величина п'єзо- і піроелектричних коефіцієнтів, що визначає широкі перспективи їх практичного застосування. Гнучкість плівок ПВДФ, можливість створення сенсорів великої площі, широкий діапазон робочих частот, досить прості способи виготовлення тонких плівок і їх акустичний імпеданс, близький до імпедансу біологічної тканини і води, зумовлюють переваги полімерних сегнетоелектриків в порівнянні з іншими матеріалами при розробці зокрема сенсорів медичного призначення і гідрофонів. Характеристики пристроїв на ПАХ істотно залежать від технологічного процесу. Так, мінімальна ширина електрода ЗШП визначає максимальну робочу частоту, а для одержання значних затримок сигналів необхідно забезпечити виготовлення підкладок довжиною, які перевищують 100 мм.

1.2.3. Особливості технологічного процесу виготовлення пристроїв на поверхневих акустичних хвилях

Технологічний процес виготовлення пристроїв на ПАХ можна представити у вигляді таких основних етапів: виготовлення п'єзоелектричного звукопроводу, виготовлення фотошаблону, металізація звукопроводу, формування зустрічно-штирових перетворювачів і контактних шин, монтаж та герметизація, дослідження параметрів пристрою.

Виготовлення звукопроводу включає наступні основні операції: орієнтація кристалу, різання, шліфування, полірування і очищення. Для формування електродних структур виконуються операції очищення, нанесення тонкої плівки металу і фотолітографії. Складання пристроїв включає нанесення акустичного поглинача, приклеювання звукопроводу до корпусу, монтаж електричних виводів і герметизацію. Усі приведені вище технологічні операції виготовлення ПАХ-пристроїв використовуються в технології виготовлення інтегральних мікросхем [71, 72]. Однак, застосування п'єзоелектричних монокристалів та специфіка ПАХ-пристроїв поставили ряд вимог до відомих технологічних процесів. Так, ПАХ-пристрої вимагають точнішої орієнтації підкладки та високої роздільної здатності при виготовленні елементів на великих площах. Для найбільш освоєного діапазону частот від 10 до 400 МГц ширина штирів коливається від 2 до 100 мкм, а загальна кількість їх змінюється від $10 \div 100$ до $400 \div 600$. Число перетворювачів, розміщених на одній підкладці, може досягати шести. Загальне поле, займане зустрічно-штировими структурами, складає від $5 \times 15 \text{ мм}^2$ до $30 \times 100 \text{ мм}^2$. При цьому довжина штиря повинна бути не менше $(40 \div 200) \lambda$, тобто відношення довжини до ширини може наближатися до 200. Цей факт викликає значні складності в технології виготовлення ПАХ-структур, тому що при великій довжині і малій ширині штирів збільшується імовірність розривів і відходу лінійних розмірів від заданих на кожному етапі літографічного процесу. Разом з тим існують значні спрощення в технології виготовлення деяких різновидностей ПАХ-пристроїв у порівнянні з технологією виготовлення інтегральних схем, топологія ПАХ-пристроїв в основному одношарова і тому

виключаються складні процеси суміщення шарів, відсутні процеси дифузії, іонної імплантації і т.п.

Особливе місце у виготовленні ПАХ-пристроїв займає виготовлення й обробка звукопровода. Першою стадією виготовлення є орієнтація вирощених п'єзoeлектричних кристалів рентгенівськими методами і розріз їх на пластини на верстатах з алмазними дисками. Після отримання пластин їх попередньо шліфують для створення базової поверхні необхідної орієнтації з точністю $\pm 10'$, що прийнятно для більшості ПАХ-пристроїв, потім обробляється контур і зворотна сторона підкладки.

Перед поліруванням пластини повторно шліфують на плоско-шліфувальних верстатах. Процес полірування пластин необхідно проводити в окремих технологічних приміщеннях, що мають низьку запиленість. Полірувальні суспензії повинні бути ретельно приготовлені і не містити часток, розмір яких перевищує розмір часток полірувальної речовини. Описаний метод виготовлення звукопровода дозволяє виготовляти ПАХ-пристрої на частотах аж до $400 \div 500$ МГц. Для більш високих частот необхідно додатково обробляти поверхню хіміко-механічними методами полірування.

Зустрічно-штирові перетворювачі, крім ПАХ, збуджують також і об'ємні акустичні хвилі, які відбиваючись від нижньої і верхньої поверхонь підкладки досягають вихідного ЗШП, вносячи при цьому спотворення. Для придушення цих хвиль зворотну сторону підкладки необхідно обробити так, щоб об'ємні хвилі не відбивалися, а розсіювалися в ній. Для цього на неї наносяться алмазним диском насічки під кутом до напрямку поширення ПАХ. Крок приблизно складає $5 \div 15$ довжин хвиль ПАХ, глибина дорівнює половині кроку. На високих частотах (понад 100 МГц) для ефективного розсіювання об'ємних хвиль досить прошліфувати зворотну сторону підкладки грубим шліфувальним порошком.

Зустрічно-штирові структури ПАХ-пристроїв виготовляються з тонкої плівки алюмінію, нанесеної на поверхню підкладки вакуумними методами.

Вибір алюмінію як матеріалу електродів обумовлений наступним: низьким питомим опором; невеликою питомою масою у порівнянні з іншими металами; освоєною технологією нанесення плівки; малою вартістю алюмінію і технологічністю процесу його нанесення; стійкістю алюмінію до впливу навколишнього середовища. Алюміній є відносно легкоплавким металом, тому для нанесення плівки можна було б використовувати метод термічного випаровування у вакуумі. Але проблема полягає в тому, що такі плівки будуть мати значні забруднення матеріалом тигля. Тому найчастіше використовуються наступні два вакуумних методи формування плівок: електронно-променеве нанесення з водоохолоджуваного тигля; магнетронне нанесення.

Адгезія плівки алюмінію до поверхні підкладки недостатня. Тому в якості адгезійного підшару використовується ванадій. Вибір ванадію обумовлений задовільними адгезійними властивостями, відносною легкістю випаровування і можливістю одночасного чи роздільного травлення з алюмінієм.

При формуванні плівок ванадію і алюмінію електронно-променевим випаровуванням потрібно забезпечити високий вакуум і відносно велику швидкість нанесення, тому що завдяки хімічній активності при підвищених парціальних тисках кисню й азоту відбувається інтенсивне утворення окислів і нітридів. Оптимальні результати для ванадію досягаються при швидкості нанесення не меншій 3 нм/с і робочому вакуумі не гірше 10^{-3} Па з обов'язковим застосуванням пасток, охолоджуваних рідким азотом. Для забезпечення задовільної адгезії плівки алюмінію товщина підшару ванадію повинна бути $10 \div 30$ нм. Оптимальна температура підкладки при нанесенні алюмінію складає 120 ± 10 °С, нагрівати її потрібно дуже повільно – не більше 2 °С/хв., швидкість осадження 10 нм/с. Товщина плівки алюмінію коливається в межах $0,08 \div 0,5$ мкм у залежності від робочої частоти пристрою на ПАХ.

Технологічний процес можна здійснювати на вакуумних установках: УВН-74П-3, УВН-71П-3, УВН-71Р-3, УРМ-068 та ін.

При магнетронному нанесенні плівок ванадію і алюмінію вимоги до залишкового тиску у вакуумній камері й умов нагрівання підкладок – аналогічні. Процес нанесення ванадію здійснюється з відповідної мішені при тиску на рівні $0,2 \div 0,3$ Па при струмі приблизно 1 А протягом 30 с. За таких умов формується плівка товщиною 20 нм з опором 400 Ом/□. Відразу ж формується переведенням позиції на алюмінієву мішень плівка алюмінію товщиною до 0,4 мкм при струмі приблизно 3 А протягом 20 хвилин.

Для одержання достатньої адгезії і відтворюваності електрофізичних властивостей нанесених металевих плівок поверхня звукопроводу повинна бути добре очищена. Процедуру очищення можна розділити на етапи попереднього й остаточного очищення. Процес очищення, наприклад ніобату літію, можна проводити за наступною схемою: знежирення в трихлоретилені, швидкість знежирення збільшується при температурі кипіння (10 хв.); промивання в ацетоні або в етиловому спирті (10 хв.); відмивання в кислотному або в лужному розчині, підкладки варто витримувати в киплячому розчині 15 хв.; відмивання в проточній деіонізованій воді $30 \div 40$ хв. (питомий опір води $10 \div 18$ МОм); сушіння пластин у центрифугі з обдувом очищеним азотом, що знаходиться в обезпиленому скафандрі.

Хімічне остаточне ультразвукове очищення проводиться в гарячій воді з розчиненням в ній миючим засобом, а потім тривале відмивання в гарячій воді. Після цього підкладки кип'ятять в ацетоні протягом 5 хв. Сушіння відбувається в парах ацетону на відстані $1,5 \div 2$ см над його поверхнею протягом 45 ± 15 с.

Основною найскладнішою операцією при виготовленні пристроїв на ПАХ є формування електродних структур. Робочі параметри виготовлених пристроїв характеризуються такими характеристиками літографічного процесу як роздільна здатність, точність, щільність дефектів та ін. Для формування зустрічно–штирових структур ПАХ-пристроїв, що відповідають перерахованим вимогам, можна використовувати ті ж методи, що і для отримання заданої конфігурації елементів ІМС за планарною технологією:

фотолітографію (із зазором, контактну, проекційну); голографію; променеву обробку (пучком іонів, променем лазера, рентгенівським пучком, растрову і проекційну обробку електронним пучком) і т.д. [73–75]. Порівняння показують, що електроннографія і рентгенографія хоча і забезпечують необхідну для більшості пристроїв роздільну здатність, але мають малі робочі поля, а також складніше і дорожче обладнання. Для масового виробництва технічно й економічно вигідне застосування контактної або проекційної фотолітографії. Основні етапи процесу формування топології на підкладці методом контактної фотолітографії показані на рис.1.6.

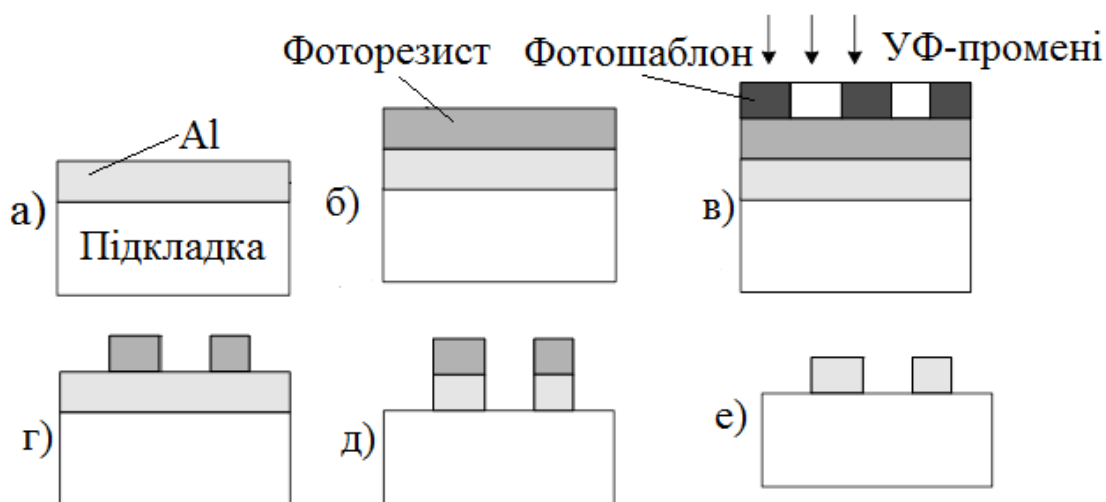


Рис. 1.6. Основні етапи фотолітографії: а – підкладка з металевою плівкою; б – нанесення фоторезисту; в – експонування через фотошаблон; г – проявлення фоторезисту; д – травлення металевої плівки; е – зняття фоторезисту

В основу процесу фотолітографії покладена здатність деяких високомолекулярних сполук (фоторезистів) змінювати свої властивості під дією світла. У залежності від механізму фотохімічних процесів, що протікають під дією випромінювання, розрізняють позитивні і негативні фоторезисти.

У позитивних фоторезистах під дією світла відбувається руйнування міжмолекулярних зв'язків і опромінені ділянки стають розчинними в лужних розчинах. Негативні фоторезисти полімеризуються під дією світла і не

розчиняються в проявнику. Негативні фоторезисти мають меншу роздільну здатність через велику довжину молекул і не забезпечують необхідної якості фотолітографії. На рис.1.6 зображено приклад експонування через фотошаблон позитивного фоторезисту. Експонування здійснюється через щільно притиснутий до поверхні пластини фотошаблон (контактна фотолітографія). Метод простий і зручний, дозволяє автоматизувати процес фотолітографії, здійснювати групову обробку пластин на всіх стадіях виготовлення структур на ПАХ.

Теоретична межа роздільної здатності контактної фотолітографії дорівнює довжині хвилі УФ-випромінювання. При використанні стандартних джерел УФ-випромінювання роздільна здатність складає приблизно 0,4 мкм. Головним фактором, що обмежує роздільну здатність є дифракція світла на елементах топології. Виникнення дифракційних ефектів зв'язано з наявністю зазору між фотошаблоном і пластиною. Навіть в умовах твердого притискування шаблону до пластини контактуючі поверхні не прилягають одна до одної по всій площині через шорховатості фотошаблону і пластини.

Контактна фотолітографія може забезпечити лінії шириною порядку 1 мкм, але для цього необхідно усунути дифракційні ефекти (ліквідувати зазор), застосовуючи фотошаблони і підкладки, неплоскостність яких значно менша оптичної довжини хвилі, наносячи рівномірні плівки фоторезисту, усунувши пил і мікронерівності, а також підібравши оптимальні технологічні режими нанесення, експонування, проявлення, травлення і т.д., особливо при великих робочих полях.

Проблема реалізації характеристик пристроїв на ПАХ пов'язана з надійністю фотолітографічних методів, що забезпечують високу роздільну здатність, мінімальний розкид параметрів, точність суміщення, відтворюваність структур. Одна з основних проблем технології літографічного процесу – дотримання жорстких допусків на розміри елементів зображення, що звичайно не перевищують 5 % номінального значення ширини лінії. Для більшості пристроїв практично не допускаються обриви електродів, найбільш

небезпечні в області центрального пелюстка зустрічно-штирової структури. Не допускаються замикання електродів у зоні їхнього взаємного перекриття, поза зоною можлива наявність не більш $3 \div 5$ дефектів типу “острівець”. Не допускаються наскрізні подряпини чи пори на електродах контактних площадках, що оголюють підкладку в будь-якій точці, а також наскрізні подряпини чи пори, що зменшують перетин електродів контактних площадок більш ніж на 40 %. Не допускається наявність сторонніх часток, що з'єднують будь-які два плівкових елементи структури, які не видаляються за допомогою очищення газом, а також наявність між електродами металевих ділянок, що мають діаметр більш 50 % зазору між електродами.

Оптимізація технологічного процесу фотолітографії спрямована на підвищення якості проведення операцій і забезпечення надійності за допомогою підвищення вимог при контролі [73–76]. З метою оптимізації процесу фотолітографії були відпрацьовані режими і маршрути операцій: нанесення фоторезисту, суміщення й експонування, проявлення, травлення. Відпрацьовування режимів технологічного процесу виготовлення ПАХ-пристроїв можуть здійснюватися на установках, що входять в автоматизований комплекс “Лада-125”: автомат нанесення фоторезисту 08ФН-125/200-004, установка ІК-конвеєрної термообробки 02СТ-170-005, автомат проявлення фоторезисту 08ФН-125/200-003. Операції травлення і зняття фоторезисту виконуються на устаткуванні, що входить у напівавтоматичну лінію “Лада-1”: установка обробки в органічних розчинниках 084ХО-100-003, установка відмивання і сушіння 0848ЛС-0/1500-004 [76]. Для міжопераційного контролю використовується мікроскоп МССО ТУ 3-3587.78, а для більш точного контролю розмірів – мікроскоп МЕТАМ ДСТ 15150-69, який дає максимальне збільшення в 300 разів.

Нанесення фоторезисту є одною з основних і найбільш відповідальних операцій фотолітографічного процесу, тому що від якості плівки фоторезисту в основному залежить якість зображення структури (чіткість краю, відсутність

невитравлених ділянок, щільність проколів), недотримання оптимального режиму може призвести до неточної передачі розмірів. Фоторезисти повинні забезпечувати одержання тонких $0,2 \div 3$ мкм і суцільних плівок з якісною адгезією до підкладки, високою рівномірністю по товщині $1 \div 5$ %, відсутністю механічних і інших забруднень.

З метою зниження дефектності плівки фоторезист перед нанесенням доцільно піддати центрофугуванню протягом 10 хв. з частотою обертання $6000 \div 7000$ об/хв. Після цього проводиться ретельна фільтрація під тиском через фільтри тонкого очищення з розміром пор $0,25$ мкм. Фільтри встановлюються безпосередньо в установку нанесення фоторезисту.

Фоторезист наносять методом центрофугування на установці 08ФН-125/200-004. Підкладка закріплюється на металевому столику за допомогою вакууму. При включенні центрифуги з дозатора на центр пластини подається кілька капель фоторезисту. Під дією відцентрової сили фоторезист розтікається по поверхні пластини, а надлишки скидаються у контейнер. З моменту попадання фоторезиста на пластину починається інтенсивне випаровування розчинника, у результаті чого в'язкість фоторезисту швидко зростає. У визначений момент часу внутрішні сили зчеплення молекул фоторезисту врівноважують відцентрові сили, розтікання фоторезисту припиняється і формування шару закінчується.

Товщина шару визначається швидкістю і часом обертання центрифуги та в'язкістю фоторезисту. Фактори, що спотворюють рисунок, сильніше виявляються в товстому шарі, тому зі збільшенням товщини фоторезиста роздільна здатність падає. З іншого боку, товщина шару повинна бути достатньою, щоб протистояти дії травників і перекривати неминучі локальні дефекти в структурі плівки. Таким чином, вибір товщини шару обумовлений компромісом між вимогами достатньої роздільної здатності і адгезії та захисними властивостями фотомаски. При цьому можна виходити з того, що мінімальний розмір елемента a_{min} і товщина шару фоторезисту h у

визначеному наближенні зв'язані співвідношенням $h \leq 0,3 a_{min}$. Це співвідношення накладає обмеження на максимально припустиму товщину шару фоторезиста. Максимально припустима величина визначається припустимою щільністю проколів, оскільки зі зменшенням h щільність проколів зростає. Для одержання мінімального розміру елемента $a_{min} = 1,7$ мкм необхідна товщина шару $h \approx 0,5$ мкм.

Основні характеристики фоторезистів ФП-383 і ФП-051МК приведені в табл. 1.4.

Таблиця 1.4. Основні характеристики фоторезистів

Фоторезист	В'язкість, мм ² /с	Щільність, ρ , г/см ³	Мінімально відтворений розмір, мкм	Товщина плівки, мкм
ФП - 383	6...6,5	0,923	2,4	$1,6 \pm 0,2$
ФП- 051МК	40 ± 5	1,057	2,0	$1,0 \pm 0,2$

При роботі з ФП-383 спостерігалася поява при центрифугуванні нерівномірностей, що мають вигляд променів, що радіально розходяться від центру пластини. Поява променів призводить до локальної зміни розмірів (нерівність краю), тому що умови експонування променів на виступі і впадині різні. Крім того по краю підкладки виникає стовщення, ширина і висота якого залежить від в'язкості фоторезисту, швидкості і часу обертання центрифуги.

Дослідження показали, що зі збільшенням частоти обертання центрифуги покриття виходять більш тонкими і рівномірними. Мінімальний розмір стовщення був отриманий при мінімальному часі прискорення (1с). Час центрифугування мало впливає на параметри шару, для формування досить 20÷30 сек. При центрифугуванні зі швидкістю вище 6000 об./хв. зростає щільність проколів в плівці фоторезисту.

Кращі результати були отримані при роботі з фоторезистом ФП-051МК. Він характеризується більшою роздільною здатністю, більшою стійкістю до

хімічних впливів, кращою адгезією до плівки алюмінію. Залежності товщини фоторезисту від частоти обертання центрифуги представлені на рис. 1.7.

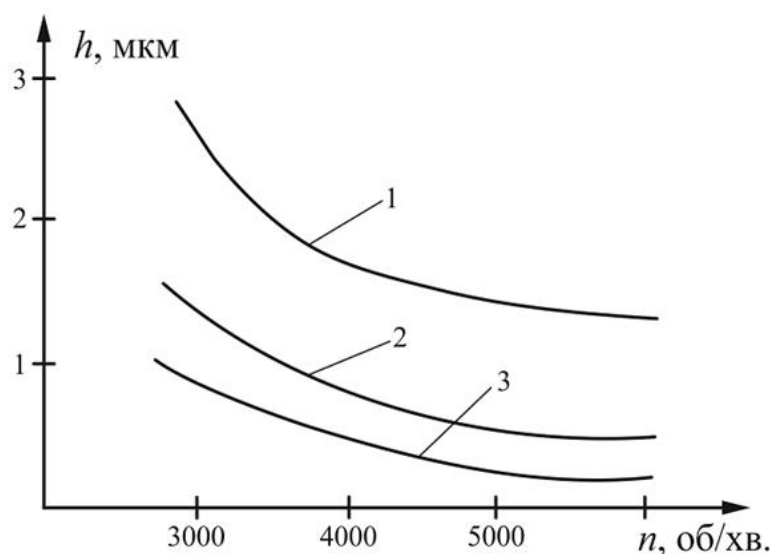


Рис. 1.7. Залежність товщини фоторезисту від частоти обертання центрифуги:
1 - ФП-05 МК; 2 – ФП-051МК ; 3 - ФП-383

Наступною операцією при нанесенні фоторезисту є сушіння з метою видалення залишків розчинника, що може послабити адгезію фоторезисту до металевої плівки. Щоб уникнути зниження світлочутливості, розтріскування плівки фоторезисту і збереження її еластичності сушіння доцільно проводити в два етапи: попереднє сушіння при кімнатній температурі протягом $10 \div 15$ хв. і остаточне сушіння при температурі $90 \div 100$ °С. Операція проводиться на установці ІЧ-конвеєрної термообробки, температура в якій підтримується відповідно $95 \div 100 \div 95$ °С протягом $6 \div 8$ хв. При ІЧ-сушінню джерелом теплоти є підкладка, що поглинає ІЧ-випромінювання, тоді як навколишнє середовище (повітря) зберігає приблизно кімнатну температуру завдяки безупинному продуванню. При цьому в плівці фоторезисту відбуваються складні релаксаційні процеси, що ущільнюють структуру шару і зменшують внутрішні напруження та підвищують адгезію шару до підкладки.

Залежність таких важливих параметрів як час експонування і точність передачі розмірів від температури сушіння приведена на рис. 1.8.

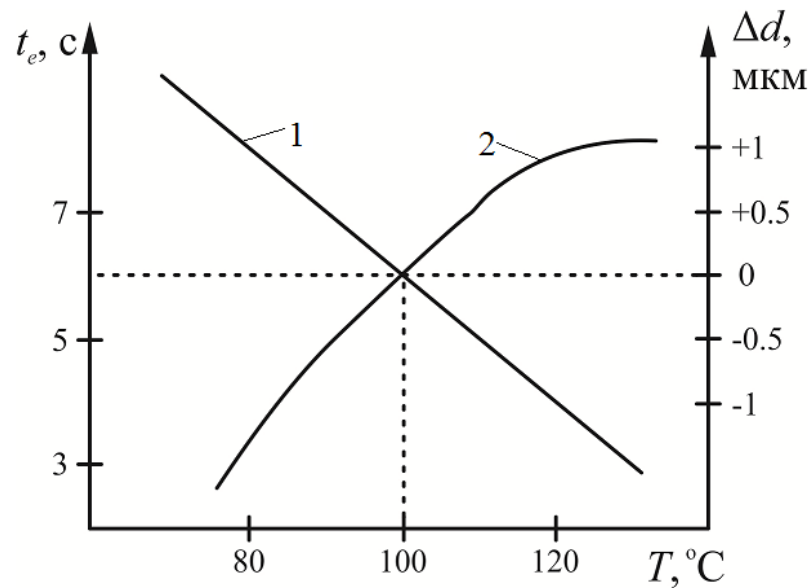


Рис. 1.8. Залежність часу експонування (1) і точності передачі розмірів елементів (2) від температури сушіння

Відхилення температури сушіння від оптимального значення на кілька градусів призводить до відхилення розмірів елементів (спостерігається недопроявлення при пересушуванні або перепроявленні і відхід розмірів при недостатній температурі сушіння фоторезисту). Час експонування недосушеного фоторезисту збільшується внаслідок того, що при засвічуванні молекули розчинника, що залишився, екранують шар, який лежить нижче, і після проявлення залишаються дефекти у виді нерозчинених областей.

Підкладки з нанесеним фоторезистом експонують на установках суміщення й експонування ЕМ-576А (довжина хвилі випромінювання ртутної лампи $\lambda=350 \div 450$ нм), ЕМ 5006 А ($\lambda=350 \div 450$ нм). Установки містять пристрій суміщення, за допомогою якого здійснюється взаємна орієнтація підкладки і фотошаблону та забезпечується щільний контакт між ними (вакуумний притиск).

Основними параметрами оцінки якості проявлення є точність передачі (відношення розмірів зображення на фоторезисті до розмірів на фотошаблоні) і відтворюваність. Дослідження показали, що фоторезист ФП-383 відрізняється нестабільністю при одержанні мікронних штрихів порядку 3 мкм

і менше, але дає задовільні результати при виготовленні структур з мінімальними розмірами більше 10 мкм. При цьому оптимальний час експонування на установці ЕМ-756А $t_e = 6 \div 8$ с, при цьому час проявлення $t_{пр} = 15 \div 20$ с.

Для одержання елементів з розмірами порядку $1,7 \div 3$ мкм доцільно використовувати фоторезист ФП-051МК, тому що в нього краща адгезія до підкладки і він більш стійкий до впливу проявника. Необхідна якість рисунка виходить шляхом зменшення часу експонування при збільшенні часу проявлення. При цьому оптимальні режими експонування на установці ЕМ-5006А: $t_e = 2 \div 3$ с, $t_{пр} = 40 \div 60$ с. Залежності між режимами експонування і проявлення представлено на рис. 1.9.

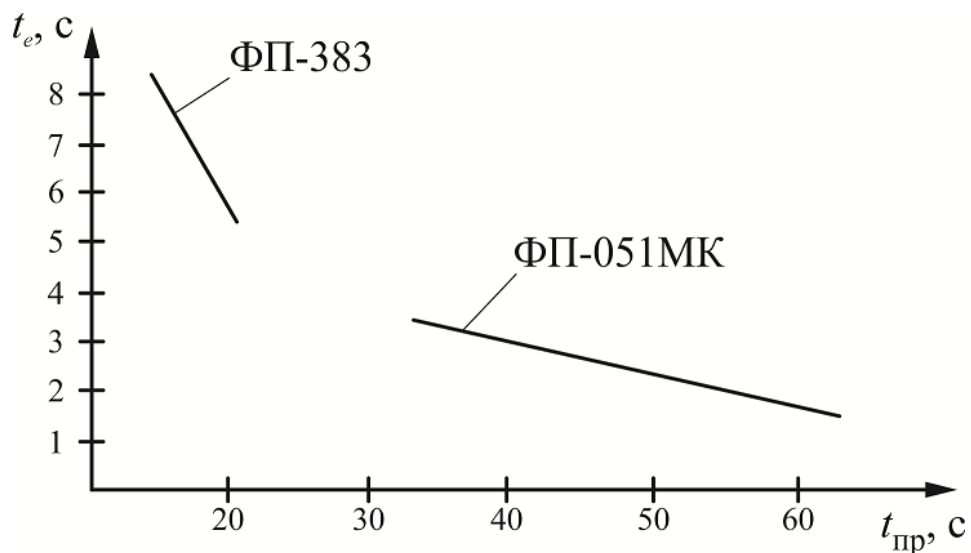


Рис. 1.9. Залежність часу проявлення від часу експонування для ФП-383 і ФП-051МК

Після проявлення варто провести контроль якості отриманого зображення. Можливі наступні види дефектів в шарі фоторезисту: неповне проявлення; нерівність краю рисунка; збільшені розміри ділянок, вільних від фоторезисту; наявність механічних ушкоджень проявленої плівки фоторезисту; локальні проколи і включення в шарі; нечітке зображення або нерівномірний відхід розмірів по робочому полю.

Аналіз причин виникнення дефектів показує тісний взаємозв'язок і вплив кожної попередньої операції на наступну, у результаті чого причиною проявлення браку при формуванні рисунка у виявленому шарі фоторезисту може виявитися відхилення від оптимальних режимів кожної з попередніх операцій.

Наступна термообробка виявленого рельєфу проводиться з метою підвищення адгезії і хімічної стабільності фоторезистивного покриття. Від температури і характеру підвищення її під час сушіння залежить точність передачі розмірів зображень. Різке нагрівання викликає оплавлення країв, тому для точної передачі малих розмірів застосовується плавне підвищення температури. Недосушення фоторезисту призводить до швидкого підтравлювання, навіть при низьких температурах травлення. Збільшення температури може привести до глибокої полімеризації фоторезисту, після якої навіть при тривалому впливі органічних розчинників не вдається видалити залишки фоторезисту.

Травлення є завершальною стадією технологічного процесу формування електродних структур і впливає на вихідні параметри виробів. До процесу травлення висувають наступні вимоги: мінімальні спотворення геометричних розмірів структур; повне видалення матеріалу на ділянках, не захищених фоторезистом; висока селективність травника; можливість керування процесом.

Якість травника багато в чому визначається якістю фоторезистивної маски, її адгезією до підкладки, мікроструктурою і рівномірністю по товщині. Травники повинні бути хімічно пасивними стосовно матеріалу фотомаски. Повинні допускати можливість підбору оптимальної для даних умов швидкості травлення, що забезпечує з однієї сторони мінімальну щільність дефектів отриманого рисунка, а з іншої – можливість точного контролю часу травлення.

Оптимальним режимом процесу травлення є: температура травника $T = 45^{\circ}\text{C}$, час травлення у залежності від товщини плівки. Залежність

відхилення розмірів елементів і часу травлення від температури для такого травника приведена на рис. 1.10. Оптимальним режимом процесу травлення є: температура травника $T = 45^{\circ}\text{C}$, час травлення 60 сек. При зміні температури травника більше, ніж на 5°C змінюється час травлення, а занадто повільне чи швидке травлення призводить до збільшення величини підтравлювання. Для одержання мінімального підтравлювання, що більше позначається на елементах з розмірами менше 3 мкм, застосовується періодичне видалення продуктів реакції швидким промиванням струменем води. Для витравлення підшару ванадію використовується 30 % розчин перекису водню при температурі $T = 22^{\circ}\text{C}$ протягом $t = 4 \div 7$ сек.

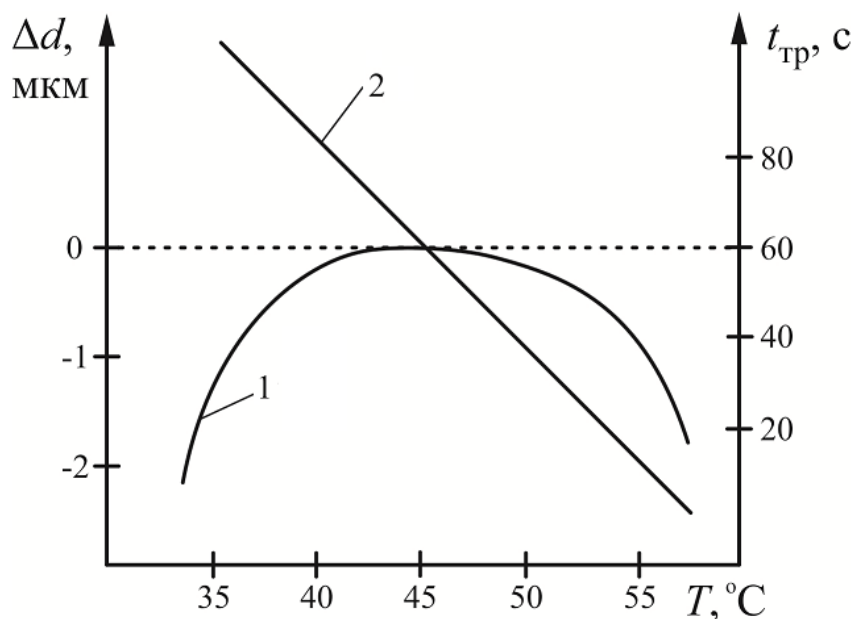


Рис. 1.10. Залежність відхилення розмірів елементів (2) і часу травлення (2) від температури травника

Найпростішою й остаточною операцією процесу фотолітографії є видалення фоторезисту. За умови дотримання оптимальних режимів технологічного процесу видалення фоторезисту легко здійснити в холодній суміші диметилформаміду і моноетиноламіну (1:1).

Для захисту від зовнішніх впливів акустoeлектронні модулі на ПАХ розміщуються в корпусах, до яких пред'являються наступні вимоги: корпус

повинен бути виготовлений з металу з високою електропровідністю (мідь, латунь, алюміній) для електромагнітної розв'язки між входом і виходом пристрою; виводи повинні бути високочастотними і герметичними, повинні бути розташовані поблизу контактних площадок; корпус повинен забезпечити герметичність – усередині корпусу створюється вакуум або запускається інертний газ.

Операції складання ПАХ-пристроїв проводяться за наступною схемою: приклеювання підкладки в корпус; розварювання золотим дротом електричних виводів і заземлень; закріплення лаком чи струмопровідним клеєм золотих виводів на контактних площадках; герметизація корпусу; перевірка герметичності гелієвим пристроєм для пошуку витікання через штенгель; відкачування і наповнення інертним газом; герметизація штенгелю.

Приклеювання пластини повинно забезпечити механічну міцність при вібрації та ударах. Шар клею повинен бути досить еластичним, щоб при температурних розширеннях корпусів не розривалася пластина. Найбільш придатним є кремнійорганічний компаунд КЛТ-30.

Приєднуються провідники до контактних площадок мікрозварюванням. Труднощі створення подібного роду зварених з'єднань полягають у наступному: мала товщина металевих плівок, нанесених на тонкі підкладки; велика різниця в товщинах елементів, що з'єднуються (золоті провідники діаметром 40 мкм і плівки товщиною $0,2 \div 0,5$ мкм); велике розходження у фізичних властивостях матеріалів, що зварюються.

Основними причинами виходу з ладу в процесі експлуатації ПАХ-пристроїв є: руйнування п'єзоелектричної підкладки; порушення цілісності елементів кріплення (найчастіше зварених з'єднань) чи виникнення в них залишкових деформацій; виникнення механічних ушкоджень і структурних змін у поверхневому шарі звукопроводу.

1.3. Схемо-технічні принципи побудови акустоелектронних перетворювачів фізичних величин

Вимірювальні перетворювачі на поверхневих акустичних хвилях в теперішній час широко розробляються та впроваджуються в інформаційно-вимірювальні системи, що пояснюється рядом переваг цих пристроїв [3, 44, 45, 59–64]. По-перше, перетворювачі на ПАХ мають планарну структуру, а отже потенційно придатні для масового виробництва з використанням єдиної технології для чутливого елементу та електроніки (MEMS–мікроелектромеханічні технології). При необхідності на поверхні ПАХ-пристрою вимірювального перетворювача можливе формування структур п'єзоелектрик-напівпровідник і здійснення акустоелектронного підсилення ПАХ та нелінійні перетворення і обробки інформаційних сигналів [3, 77–80]. Використання саме такої технології дозволяє значно покращити тактико-технічні параметри пристрою та зменшити кінцеву вартість продукції. По-друге, перетворювачі на ПАХ мають малі габарити та вагу, що пояснюється тим, що оскільки швидкість поширення ПАХ складає близько 3000 м/с, то довжина поверхневої акустичної хвилі в 10^5 разів менша за довжину електромагнітної хвилі при однаковій частоті. По-третє, перетворювачі на ПАХ вирізняються високою надійністю та відтворюваністю параметрів. Оскільки центральна частота та форма амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) визначаються лише топологією зустрічно-штирових перетворювачів, пристрої на ПАХ не потребують складного налаштування в апаратурі. Через те, що майже вся енергія ПАХ зосереджена в приповерхневому шарі, на основі п'єзоелектричних звукопроводів можна створювати надтонкі мембрани, що дозволяє створювати перетворювачі фізичних величин з високою чутливістю.

АЕП фізичних величин можливо створювати з використанням первинних перетворювачів на основі зміни [1, 3, 44, 59–64, 81–107]:

- фазової швидкості ПАХ та акустичної довжини резонатора або лінії затримки внаслідок деформації звукопроводу балочного або мембранного типу;

- фазової швидкості ПАХ та акустичної довжини резонатора або лінії затримки при дії навколишнього середовища на поверхню звукопроводу (молекулярної ваги та концентрації газу, температури, вологості, електромагнітного випромінювання тощо);
- коефіцієнта відбиття ПАХ від відбивних решіток або зустрічно-штирових перетворювачів, що сполучені із зовнішніми чутливими елементами, на які діють температура, вологість, електромагнітне випромінювання тощо;
- акустичної довжини лінії затримки при переміщенні ПАХ-приймача в електричному полі ПАХ, що поширюється на поверхні п'єзоелектричних структур;
- фазової швидкості ПАХ при переміщенні мембрани (зонда) в електричному полі поверхневої акустичної хвилі, що поширюється на поверхні п'єзоелектричних структур.

Акустоелектронні перетворювачі на ПАХ можна класифікувати за видом чутливого елементу, фізичним принципом побудови, за видом вхідної (вимірюваної) величини (рис. 1.11) [59–64].

В якості чутливого елементу в первинних перетворювачах на ПАХ можуть бути використані: резонатори на ПАХ; лінії затримки на ПАХ; регульовані лінії затримки на ПАХ; ПАХ-пристрої з відбивними структурами.

Якщо дія фізичних величин призводить до набігання фази поверхневих акустичних хвиль у ПАХ-пристрої не більшому π , то в основі таких перетворювачів доцільно застосовувати високостабільний ПАХ-генератор, що містить регульовані під впливом вимірювальних величин резонатор або лінію затримки на ПАХ [3, 44, 59–62, 81–95]. Застосування частотного метода вимірювання дозволяє отримувати високу роздільну здатність і точність, але діапазон обмежується набіганням фази ПАХ не більше π . Функціональна схема перетворювача з резонатором на ПАХ наведена на рис.1.12.



Рис. 1.11. Класифікація акустоелектронних перетворювачів фізичних величин на поверхневих акустичних хвилях

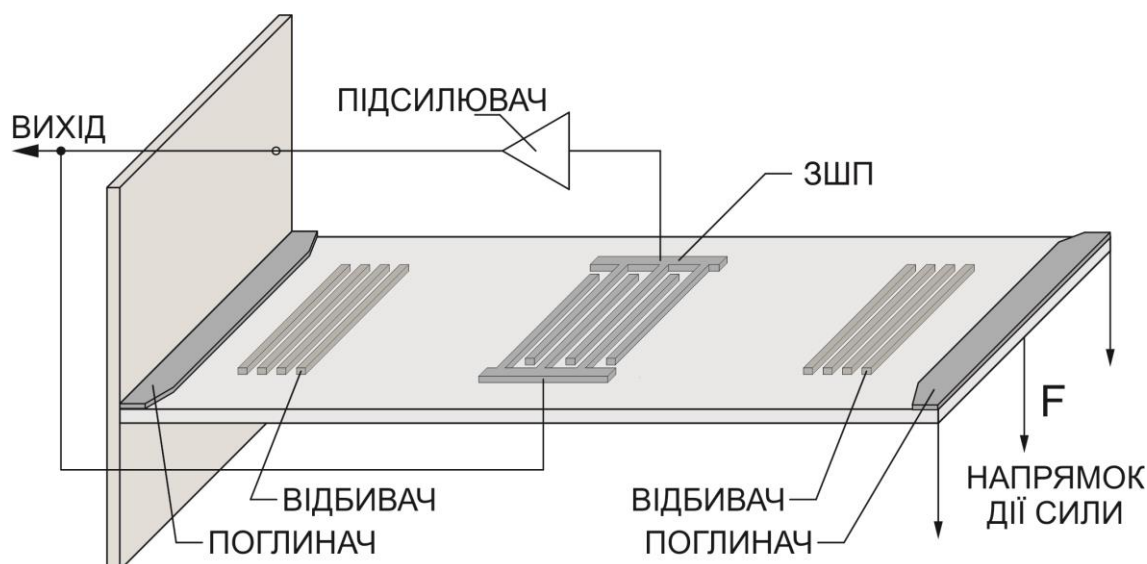


Рис. 1.12. Функціональна схема АЕП з резонатором на ПАХ

В якості чутливого елементу в колі зворотного зв'язку підсилювача використовується одновхідний ПАХ-резонатор. Резонатор містить п'єзоелектричний звукопровід з розміщеними на його поверхні зустрічно-штировим перетворювачем ПАХ та відбивачами. Підсилювач вмикається між різнополярними шинами зустрічно-штирових перетворювачів, утворюючи таким чином ПАХ-генератор. Значення вимірюваної величини визначається за зміною вихідної частоти генератора. Використання в якості чутливого елементу резонатора на ПАХ дозволяє реалізовувати перетворювачі для вимірювання сили, тиску, температури, вологості, деформації, кутового положення, дози іонізуючого опромінення, напруженостей електричного та магнітних полів тощо.

Вибіркові властивості одновхідного резонатора визначаються енергетичними втратами та розміром резонаторної ділянки, а робоча частота залежить від кроку елементів відбивної структури. В результаті багатократного перевідбиття хвиль, що збуджуються зустрічно-штировим перетворювачем, розміщеними по обидві сторони відбивними структурами зростає ефективна добротність резонатора. Величина добротності резонаторів

на ПАХ досягає $3 \cdot 10^4$. Висока добротність резонаторів на ПАХ дозволяє будувати на їх основі високостабільні перетворювачі на ПАХ.

Так, наприклад, в роботі [44] представлено результати розробки високочутливого перетворювача температури на основі однохідного резонатора із звукопроводом, виготовленого із ніобата літію LiNbO_3 , поверненого під кутом 128° YX-зріз, на який нанесено антимонід індію InSb . При інфрачервоному опромінюванні змінюється електропровідність шару InSb , що призводить до зміни фазової швидкості ПАХ, в результаті чого змінюється частота ПАХ-генератора. Чутливість такого перетворювача становить $5142 \text{ Гц} / ^\circ\text{C}$.

Функціональна схема перетворювача з ЛЗ на ПАХ (рис. 1.13) містить п'єзоелектричний звукопровід з розміщеними на його поверхні в спільному акустичному потоці двома ЗШП, між якими вмикається підсилювач [3, 44, 59–62]. На кінцях звукопроводу розміщуються поглинаючі покриття для створення режиму біжучих хвиль. Перетворювачі з лінією затримки в якості чутливого елемента застосовуються для вимірювання тиску, прискорення, обертового моменту, швидкості потоку газу або рідини, в'язкості та густини рідини, температури. Вони можуть функціонувати в автогенераторному, імпульсному або фазовому режимах.

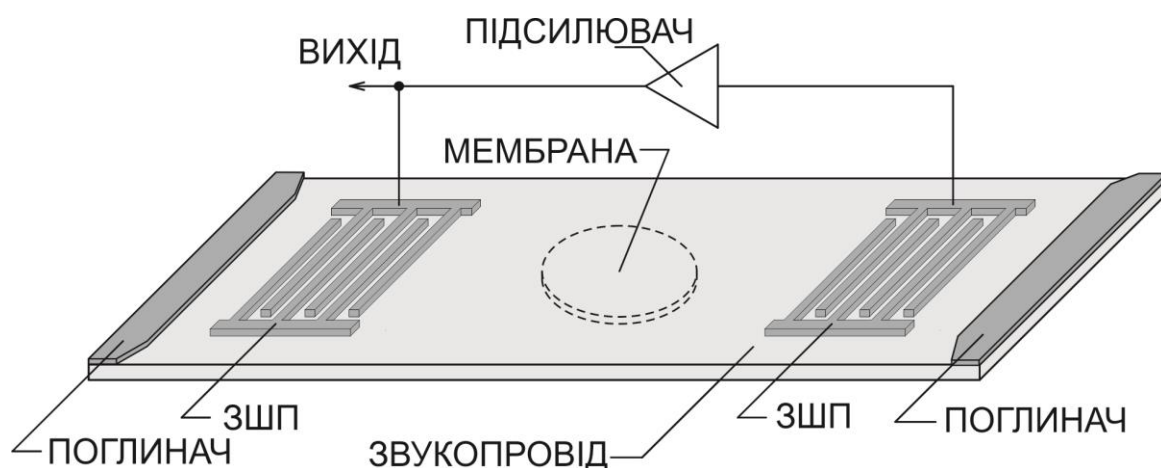


Рис. 1.13. Функціональна схема АЕП з ЛЗ на ПАХ

Так, в роботі [91] представлено результати розробки перетворювача тиску генераторного типу з ЛЗ на ПАХ на базі п'єзокераміки, один кінець якої був консольно закріплений, а другий зазнавав тиск. Центральна частота вихідного сигналу 10 МГц при коефіцієнті перетворення на лінійній ділянці функції перетворення не менше 60 Гц/Н.

В роботі [92] приведені результати теоретичних та експериментальних досліджень диференціального перетворювача тиску на базі мембрани, виготовленої із п'єзоелектричного кварцу *ST*-зрізу, коефіцієнт перетворення якого $5,95 \cdot 10^2$ Гц/кПа.

Принцип дії вимірювального перетворювача кутових переміщень (рис.1.14) базується на використанні анізотропії електрофізичних параметрів монокристалічного п'єзоелектричного звукопровода ЛЗ на ПАХ [93]. При цьому використовується ефект залежності робочої частоти елемента на ПАХ від анізотропії електрофізичних параметрів при кутовому переміщенні системи безконтактних зустрічно–штирових перетворювачів. Перетворювач забезпечує вимірювання до 40 кут. град. при похибці не більше 2 кутових хвилин.

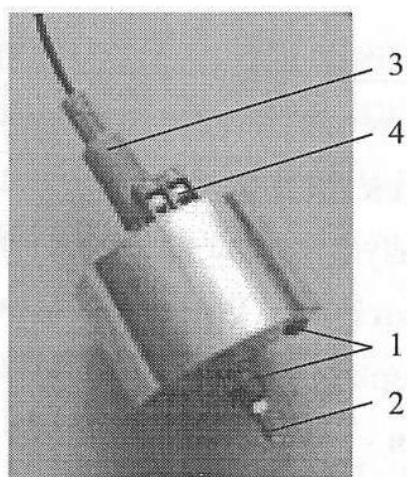


Рис. 1.14. Конструкція АЕП кутових переміщень

В роботі [94] приведені результати дослідження деформаційних, температурних і гіроскопічних ефектів в автогенераторах на ПАХ. Результати цих досліджень були використані при створенні та випробуванні дослідних

партій вимірювальних перетворювачів на ПАХ генераторного типу лінійних прискорень 2SA на діапазони $\pm(1; 5; 10; 20; 50; 100)g$ та тиску 2SP на діапазони $(1,6 \div 63) \cdot 10^2$ кПа з основною похибкою коефіцієнта перетворення $0,05 \div 0,25 \%$, представлених на рис. 1.15 та 1.16 [95].

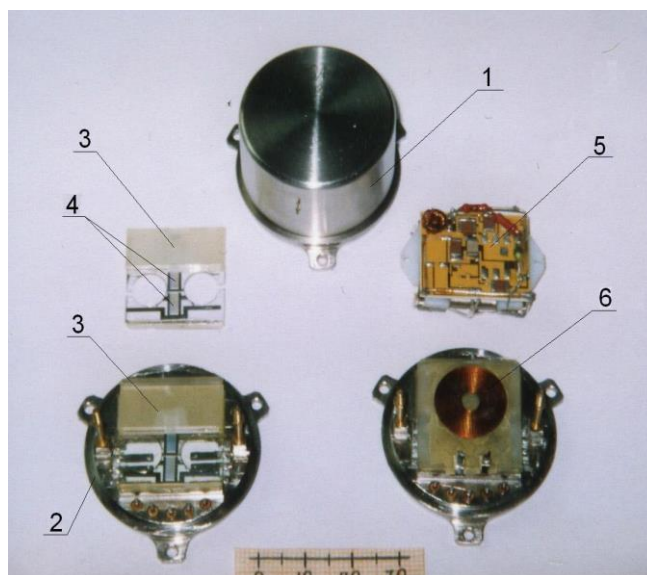


Рис. 1.15. Конструкція АЕП лінійних прискорень 2SA:

1 – акселерометр у корпусі; 2 – основа; 3 – маятниковий кварцовий чутливий елемент; 4 – ЗШП ПАХ; 5 – електронна плата; 6 – термодатчик

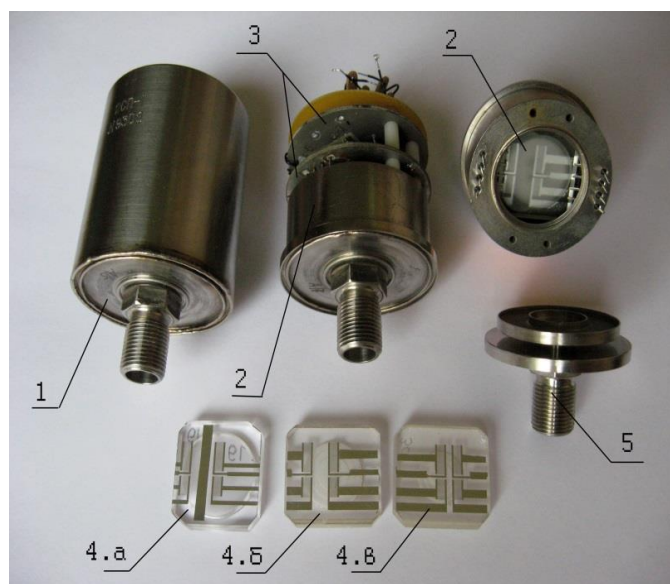


Рис. 1.16. Конструкція АЕП тиску 2SP: 1 – перетворювач у корпусі;

2 – вузол чутливого елемента; 3 – електронні плати; 4 – кварцовий мембранний чутливий елемент (варіанти); 5 – штуцер

Схемо-технічні принципи побудови перетворювачів електричної напруги (напруженості електричного поля) представлено в роботах [96–98]. Так, в роботі [98] приведено результати випробувань перетворювача напруги на основі генератора з ЛЗ на ПАХ із ніобат літію Y-зрізу, повернутого на 128° відносно вісі X, з центральною робочою частотою 77,46 МГц, діапазоном вимірювання до 1000 В, коефіцієнтом перетворення 95 Гц / В та роздільною здатністю 10 мВ.

На базі ефекту «гігантського магнітного імпедансу» можуть бути створені високочутливі вимірювальні перетворювачі магнітного поля – зміна напруженості магнітного поля призводить до зміни комплексного опору феромагнітного провідника, при цьому відносна зміна імпедансу перевищує 100 % у порівняно малих магнітних полях [99].

Вимірювальні перетворювачі лінійного або кутового переміщення можливо реалізувати, використовуючи в якості чутливого елементу регульовану лінію затримки на ПАХ з безконтактним ПАХ-приймачем, що переміщується в електричному полі хвилі, яка поширюється по п'єзоелектричному звукопроводу (хвилеводу) (рис. 1.17 та 1.18) [62–64, 82, 95, 100, 101].

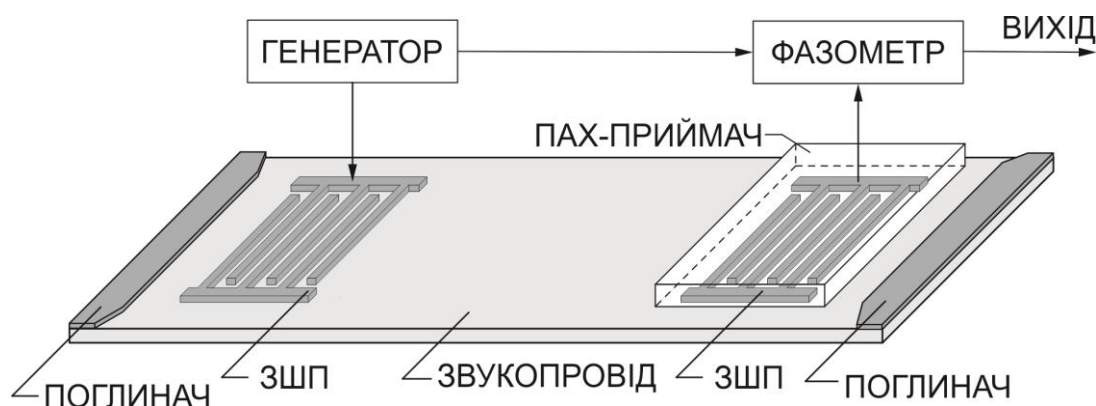


Рис. 1.17. Функціональна схема АЕП з регульованою ЛЗ на ПАХ при фазовому методі вимірювання

В роботі [100] представлено результати експериментальних досліджень перетворювача лінійних переміщень, виготовленого на основі ніобіт літію

LiNbO₃ YZ-зрізу, в якого біжучу по п'єзоелектричному звукопроводу ПАХ приймав ЗШП, напилений на діелектричну пластину. Фазометр забезпечував вимірювання фази з роздільною здатністю 0,1 ел. град. в діапазоні від – 180 до +180 ел. град. За межами цього діапазону фаза вимірювалась шляхом підрахунку кількості циклів зміни фази на 360 ел.град., кожний цикл зміни фази відповідав переміщенню ПАХ-приймача на довжину ПАХ. В межах однієї довжини ПАХ отримано роздільну здатність вимірювання переміщення 0,05 мкм при абсолютній похибці $\pm 0,5$ мкм.

Результати випробувань перетворювачів на базі лінійного та кільцевого хвилеводів поверхневих акустичних хвиль з безконтактним ПАХ-приймачем підтвердили можливість створення перетворювачів лінійних та кутових переміщень з коефіцієнтами перетворення, що перевищують 7,0 ел.град./ мкм та 0,5 ел. град./кут. сек. [62–64, 95, 101, 102].

При використанні частотного метода вимірювання (рис.1. 18) з рухомих ПАХ-приймачем роздільну здатність можна значно покращити, але при цьому діапазон вимірювання переміщення не може перевищувати $\lambda/2$. Так, в роботі [95] приведено результати випробувань макету автогенераторного перетворювача мікропереміщень на основі ніобіт літію YZ-зрізу, що забезпечує роздільну здатність не гірше $0,005 \div 0,01$ мкм в діапазоні ± 25 мкм.

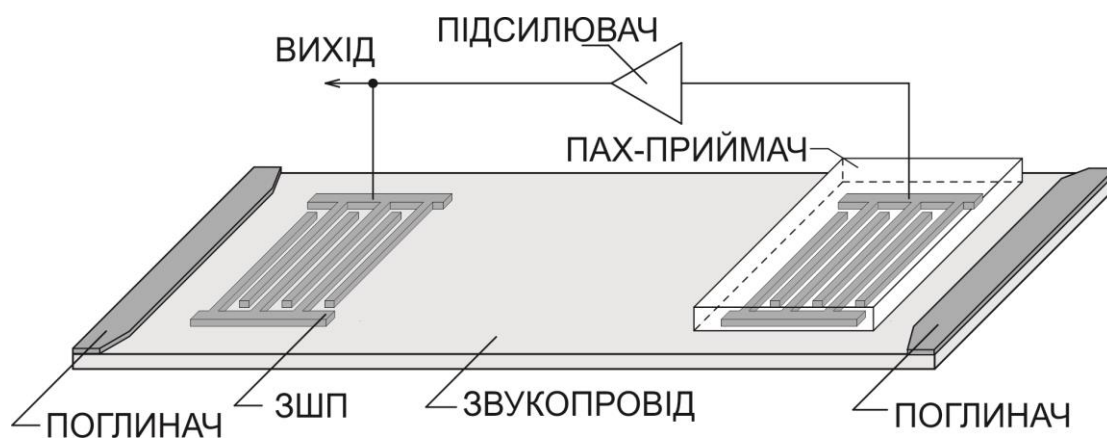


Рис. 1.18. Функціональна схема АЕП з регульованою ЛЗ на ПАХ при частотному методі вимірювання

Використання часового методу вимірювання при рухомому ПАХ-приймачі розширює діапазон вимірювання переміщень, але при цьому знижується роздільна здатність та точність. Наприклад, при використанні п'єзоелектричного звукопроводу на базі ніобат літію YZ-зрізу з фазовою швидкістю ПАХ $V = 3488 \text{ м/с}$ отримаємо коефіцієнт перетворення $S_z = 1/V = 0,287 \text{ нс/мкм}$, що при роздільній здатності промислових вимірювачів часових інтервалів $\delta t \approx 200 \text{ пс}$ забезпечить потенційну роздільну здатність перетворювача переміщень $\delta Z = \delta t / S_z \approx 0,7 \text{ мкм}$. Діапазон вимірювання переміщень визначається розмірами п'єзоелектричного звукопроводу.

Проведені теоретичні та експериментальні дослідження хімічних перетворювачів, базова конструкція яких складається з резонатора або лінії затримки на ПАХ без чутливого покриття [103] та з плівковими структурами [104, 105]. Принцип роботи таких перетворювачів базується на тому, що взаємодія матеріалу звукопроводу з компонентами газового середовища через зміну масового навантаження чи пружних констант впливає на умови поширення ПАХ, а отже і на параметри вихідного сигналу.

В роботі [106, 107] запропонована і експериментально досліджена конструкція високочутливого ПАХ-перетворювача з чутливим елементом на основі нанострижнів ZnO, в якого чутливість до інерційного навантаження $6,24 \cdot 10^{-17} \text{ г/Гц}$, що перевищує в десятки разів чутливість звичайних газоаналізаторів на ПАХ. Такі газоаналізатори можна застосувати в мультисенсорних системах, які мають високу швидкодію при визначенні складних газових сумішей. Це задачі аналізу сумішей пару органічних сполук, наприклад, пару алкогольних напоїв, виробів парфюмерії, вибухових речовин, наркотичних та ядовитих речовин тощо.

1.4. Схемо-технічні принципи побудови безпроводних вимірювальних систем на основі акустoeлектронних перетворювачів на поверхневих акустичних хвилях

Існують різноманітні сфери застосування перетворювачів, в яких не завжди можна встановити фіксований дротовий зв'язок між перетворювачем та пристроєм обробки інформації. Це зумовлено як значним ускладненням конструкції, наприклад, при розміщенні перетворювача на об'єкті обертання або у важкодоступному місці, так і виникненням додаткових перешкод, зумовлених механічними та електричними ефектами. Так, використання контактних кілець та щіток для передачі сигналу від перетворювача до пристрою обробки викликає появу переривань та шумів, що робить ці методи непридатними для побудови надійних інформаційно-вимірювальних систем. Тому, сьогодні, знайшли застосування вимірювальні системи, які реалізовані на радіоперетворювачах.

Зазвичай, радіовимірювальні системи складаються з пристрою опитування та обробки інформації (ПООІ) та одного або декількох дистанційно віддалених безпроводних перетворювачів фізичних величин [108–110].

На рис. 1.19 представлено структурну схему радіовимірювальної системи. Найпростіший ПООІ для перетворювачів на ПАХ резонаторного типу складається з пристрою опитування, підсилювача, вимірювача частоти та засобів обробки інформації.

Радіоопитування складається з радіозапиту та радіовідгуку та оцінки їх стану. Сигнал радіозапиту передається від передавальної системи пристрою опитування та обробки інформації до перетворювача. Сигнал радіовідгуку перетворювача поступає на приймач пристрою опитування та обробки інформації (ПООІ), який проводить обробку сигналу радіовідгуку для виділення з нього вимірювальної інформації та подальшої її обробки (кореляційний аналіз, вимірювання часу затримки, тощо).

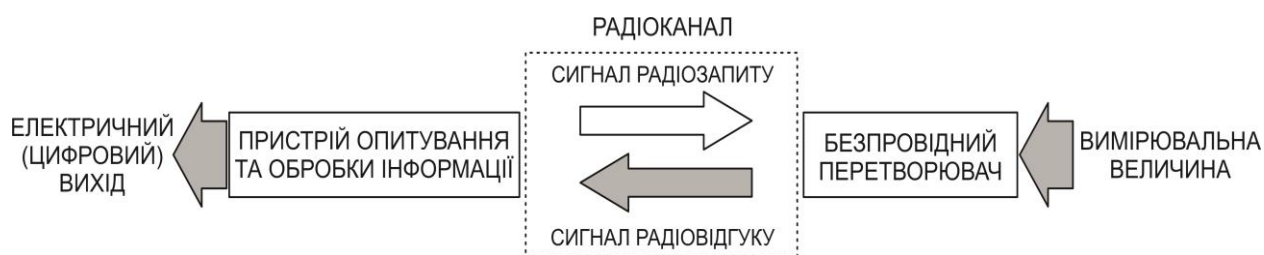


Рис. 1.19. Структурна схема радіовимірної системи

Для стабільної роботи вимірної системи необхідно розділяти сигнали запиту та відгуку. Таке розділення каналів можна виконати в просторі, в частотній та часовій області [111].

Реалізація просторового розділення (рис. 1.20) для пасивних та напівактивних пристроїв на ПАХ досить складна, тому на практиці практично не використовується.



Рис. 1.20. Просторове розділення каналів

Частотне розділення (frequency domain division; FDD) вимагає перенесення частоти або, хоча б, наявності нелінійного пристрою у перетворювачі. При цьому, детектування створених гармонік може бути використано для радіочастотної ідентифікації (ID). Аналогову інформацію від такого сенсору можна отримати безпроводним шляхом, використавши сигнали запиту з нелінійною модуляцією. На практиці, дана методика також практично не використовується з пристроями на ПАХ. Тому, зазвичай, у вимірних

системах з ПАХ-перетворювачами використовують розділення сигналу запиту та відгуку в часі (time domain division; TDD), що вимагає механізму зберігання енергії [111]. Даний механізм достатньо легко реалізується в пристроях на ПАХ завдяки низькій швидкості поверхневої хвилі, що дозволяє реалізувати затримку сигналу на декілька мікросекунд. Таким чином, енергія радіосигналу зберігається в ПАХ, що дає необхідну затримку між сигналом запитом та відгуком перетворювача для TDD. Також, завдяки затримці, віддзеркалення сигналу від оточуючого середовища, викликане ефектом багатопроменевого поширення, згасає до того часу як сигнал радіовідгуку надійде на вхід приймача ПООІ. Тобто, розділення сигналу відгуку від ПАХ-перетворювача та від оточуючого середовища легко реалізовується в часовій області. Дана властивість дає ПАХ-перетворювачам та вимірювальним системам, побудованим на їх основі, велику перевагу у порівнянні з іншими безпроводними системами.

Радіоперетворювачі на ПАХ можуть бути поділені на активні пристрої, що живляться від акумулятора чи джерела живлення (рис. 1.21); напівактивні пристрої, що живляться через індуктивний зв'язок (наведена ЕРС) або від потужного радіосигналу; та на пасивні приймальнопередавальні пристрої.

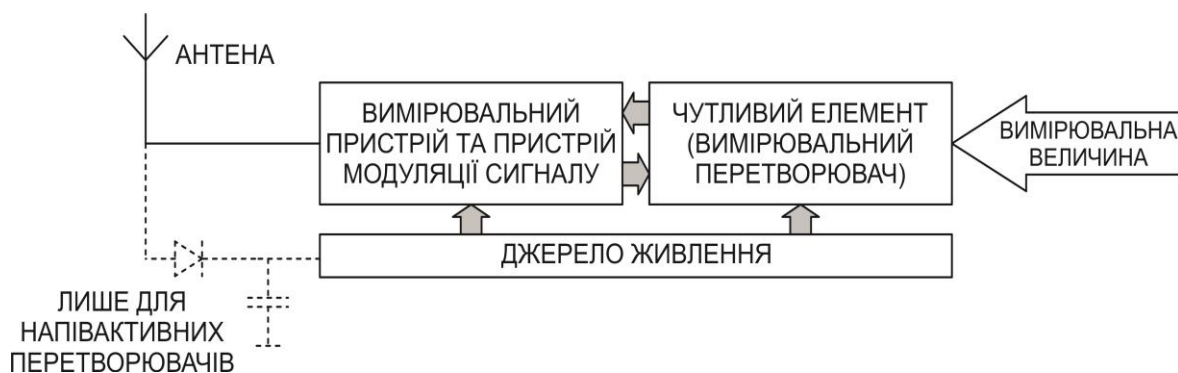


Рис. 1.21. Структурна схема активного та напівактивного радіоперетворювача

Радіоперетворювачі та ПООІ є радіосистемами, а тому повинні задовольняти вимогам державних стандартів на ці пристрої. В Європі, вимоги до радіоперетворювачів можна знайти в ETSI CEPT/ERC 70-03 правилах

EN300330 (від 9 кГц до 25 МГц), EN300220 (від 25 МГц до 1 ГГц) та EN300440 (від 1 ГГц до 25 ГГц). Для застосування в промисловості, науці та медицині (ISM) виділені певні смуги частот. Для спрощення процедури ліцензування (як для приладів з коротким радіусом дії (SRD) та пристроїв з малою потужністю (LPD), необхідно витримувати смугу частот та потужність випромінювання (effective isotropically radiated power; EIRP) в допустимих межах.

Безпроводні вимірювальні системи з перетворювачами на поверхневих акустичних хвилях є перспективними пристроями для віддаленого (дистанційного) моніторингу оточуючого середовища та контролю параметрів рухомих об'єктів, крім того вони можуть працювати навіть в агресивному середовищі.

1.4.1. Безпроводні пасивні перетворювачі фізичних величин на поверхневих акустичних хвилях

Не дивлячись на ряд переваг активних та напіваактивних перетворювачів фізичних величин, існують умови, що суттєво обмежують сферу їх використання, а саме: обмежений час роботи від батареї або акумулятора, вихід з ладу при роботі в агресивному оточуючому середовищі (температура вище 150°C, високий рівень радіації, сильні електромагнітні перешкоди тощо). Для роботи в наведених умовах можуть бути використані пасивні перетворювачі на поверхневих акустичних хвилях. Пасивні перетворювачі також забезпечують низьку собівартість систем для однобітової ідентифікації (охоронні системи, системи попередження крадіжки і т.д.). Активні та напіваактивні перетворювачі дозволяють отримувати вимірювальну інформацію у вигляді цифрового пакету даних, в той час, як пасивні перетворювачі лише ретранслюють спотворену версію сигналу радіозапиту. Враховуючи необхідність оцінки стану сигналів запиту та відгуку, система обробки інформації в ПООІ для пасивних

перетворювачів більш складніша у порівнянні з активними та напівактивними. Сигнал відгуку зазнає впливу шумів та інтерференції, тому помилки, викликані ретрансляцією додаються до загальної похибки вимірювання. Всі ці проблеми необхідно враховувати при побудові надійних вимірювальних радіосистем.

В основу роботи як активних, так і пасивних ПАХ-перетворювачів, покладена висока чутливість фазової швидкості поширення ПАХ до фізичних характеристик приповерхневого шару матеріалу звукопроводу. Безпроводні перетворювачі здатні розв'язувати широке коло задач завдяки їх функціональному різноманіттю. На сьогодні створена велика кількість пристроїв для вимірювання механічних величин (тиск, деформація, кутова швидкість, лінійне прискорення), теплових пристроїв (перетворювачів температури), перетворювачів швидкості потоку, газоаналізаторів, пристроїв для вимірювання вологості, мікромас, ідентифікації об'єктів, пристроїв для експериментального дослідження фізичних та хімічних властивостей матеріалів.

Відносно новими пристроями є ПАХ-перетворювачі з відбивними структурами. Особливістю цих перетворювачів є те, що зазвичай, вони створюються за схемою з суміщеним входом-виходом (однопортові). Ця особливість дозволяє реалізовувати на їх основі радіоперетворювачі, тому що відпадає необхідність розв'язки входу та виходу при роботі перетворювача на одну антену [108–110].

При прямій схемі вимірювання вимірювальна величина (температура, вологість, деформація, тиск, масове навантаження тощо) діє безпосередньо на активну зону поверхні звукопроводу, по якій поширюється поверхнева акустична хвиля [112–114]. На рис. 1.22 представлена конструкція найпростішого безпроводного пасивного перетворювача, в якому на поверхні звукопроводу сформовано вхідний/вихідний ЗШП, що з'єднаний з антеною, та два відбивачі. Сигнал відгуку такого перетворювача складається з двох імпульсів, сформованих відбивачами. Час затримки між сигналами

при кімнатній температурі визначається співвідношенням $\tau_0 = 2(L_2 - L_1)/V$, де $(L_2 - L_1)$ – відстань між відбивачами; V – фазова швидкість ПАХ. Зміна температури викликає зміну часу затримки, що може бути визначений з виразу $\tau = \tau_0(1 + K_\tau \cdot T)$, де K_τ – температурний коефіцієнт затримки.

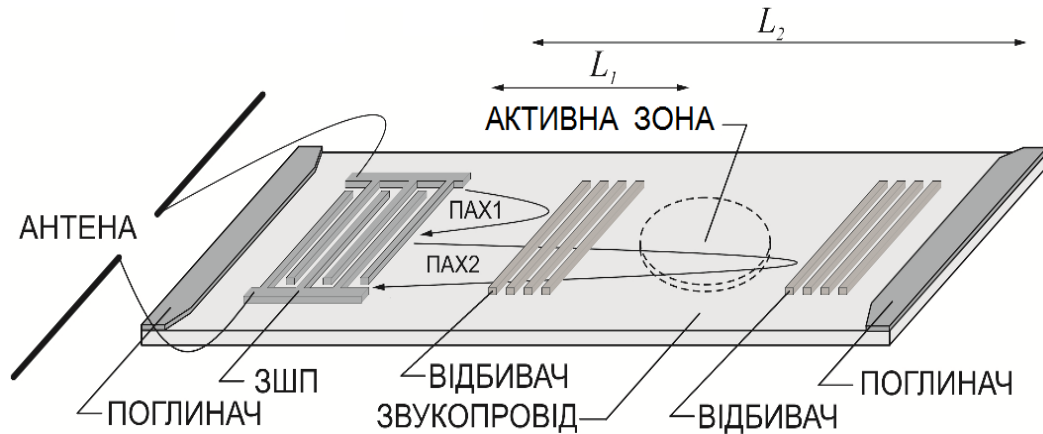


Рис. 1.22. Безпроводний пасивний ПАХ-перетворювач при прямій схемі вимірювання

Вимірювання часу затримки між сигналами може проводитись двома шляхами: безпосереднє вимірювання часу затримки або фазовим методом. Фазовий метод вимірювання дозволяє значно підвищити точність вимірювання. В якості матеріалу звукопроводу для перетворювачів температури найкраще підходить ніобат літію через його високі значення температурного коефіцієнту затримки (в середньому $85 \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$) та коефіцієнту електро механічного зв'язку ($0,045 \div 0,055$).

При непрямій схемі вимірювання ПАХ-пристрій електрично з'єднаний з первинним перетворювачем, а тому опосередковано зв'язаний з вимірювальною величиною. Прикладом такого перетворювача може слугувати перетворювач (рис. 1.23), в якого вихідний зустрічно-штировий перетворювач навантажується первинним чутливим елементом (терморезистором, перетворювачем вологості, магнітного або електричного поля, радіоактивного випромінювання тощо) [115–120].

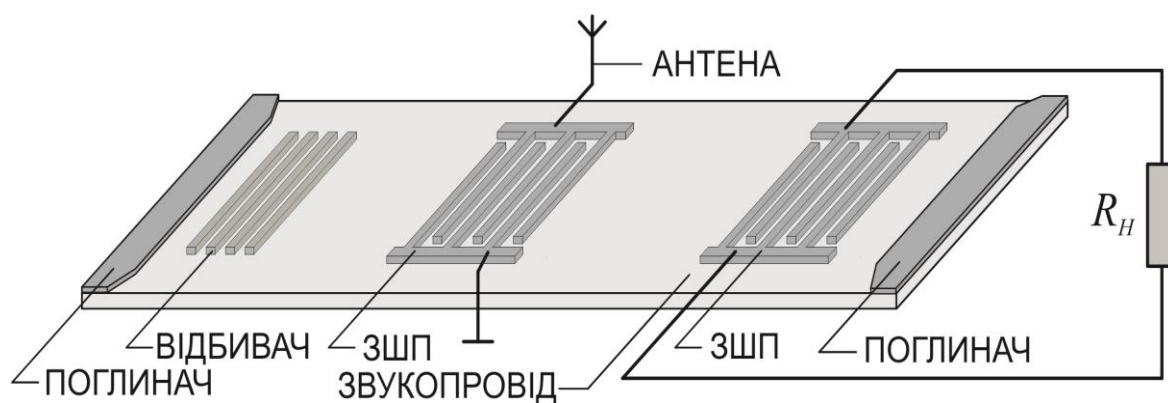


Рис. 1.23. Безпровідний пасивний ПАХ-перетворювач
при непрямій схемі вимірювання

Сигнал радіозапиту приймається антеною і подається на вхідний/вихідний ЗШП, який збуджує поверхневу акустичну хвилю, яка поширюється вздовж підкладки і відбивається від ЗШП, який навантажений на первинний чутливий елемент R_n , і від відбивної структури. Відбиті хвилі приймаються вхідним/вихідним ЗШП у різні проміжки часу, і, відповідно, перетворюються у радіосигнал і передаються на приймач-передавач. При дії фізичної величини (температури, вологості, електромагнітного поля тощо) на первинний перетворювач, відбувається зміна імпедансу ЗШП, що викликає зміну коефіцієнта відбиття і відповідно амплітуди і фази відбитого сигналу.

Безпровідні акустoeлектронні перетворювачі використовуються для вимірювання деформацій та переміщень [121–125], вимірювання крутного моменту роторів електродвигунів [126–128], натягу [129], визначення фізичних та хімічних параметрів газового та рідинного середовища [130–132], температури [133], контролю температури у металургії [134], контролю автомобільних шин [135], для виявлення протеїнів та нуклеїнових кислот [136], вимірювання інтенсивності світла [137], контролю росту бактерій [138], детектування акустичних сигналів [139].

Безпровідні ПАХ-перетворювачі також активно використовуються для ідентифікації об'єктів (радіомітка) [140–143]. Радіомітка на ПАХ (рис. 1.24)

складається зі звукопроводу на поверхні якого розміщено зустрічно штировий перетворювач, з'єднаний з антеною, а також масив відбивачів ПАХ. Конфігурація та відстань між відбивачами визначається кодом сигналу відповіді, який повинна видавати радіомітка при надходженні сигналу запиту (рис.1.25) [143]. Вихідний сигнал такого сенсору має часову модуляцію.

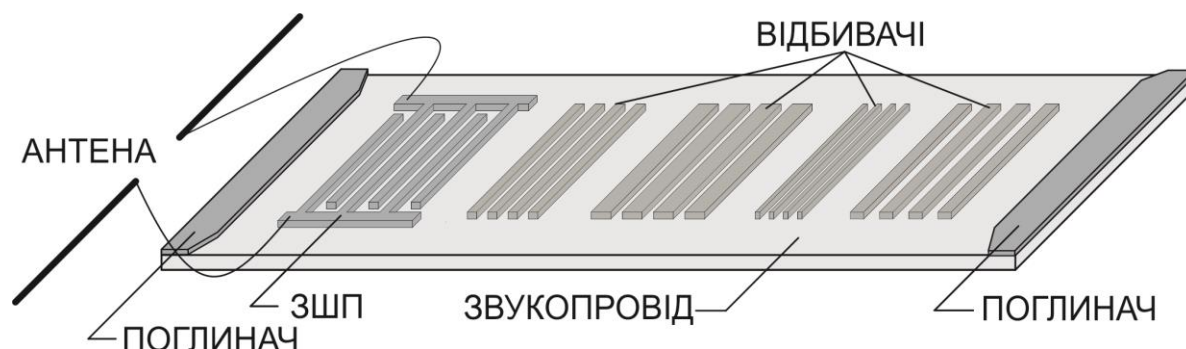


Рис.1.24. Пасивна ПАХ-радіомітка з відбивачами

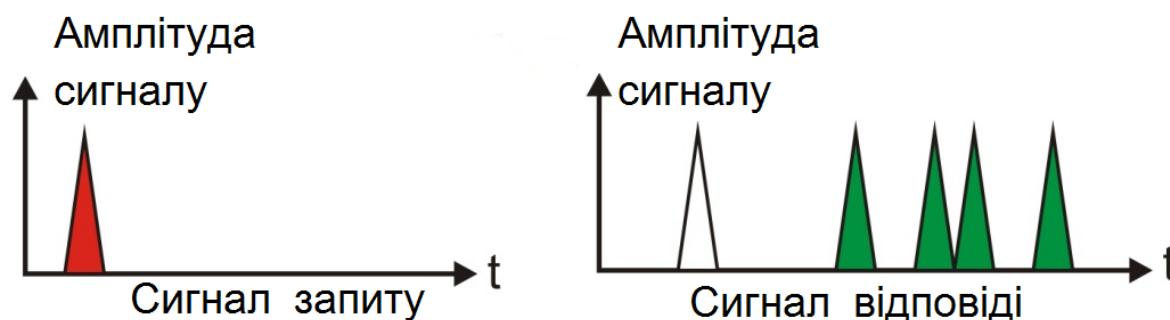


Рис. 1.25. Часові діаграми сигналів запиту та відповіді ПАХ-радіомітки

1.4.2. Множинний доступ в безпроводних вимірювальних системах на основі перетворювачів фізичних величин на поверхневих акустичних хвилях

Оскільки перетворювачі на ПАХ є пасивними компонентами, що не мають у своєму складі будь-яких активних елементів, неможливо опитати кожен перетворювач окремо. Сигнал радіозапиту від ПООІ надходить на перетворювачі в радіусі дії і кожен з них ретранслює сигнал радіовідгуку.

Таким чином, на вхід приймача ПООІ поступає сума сигналів відгуків усіх перетворювачів в радіусі дії. Це значно ускладнює схему обробки вимірювальної інформації.

Для забезпечення роботи декількох перетворювачів на ПАХ з одним ПООІ, тобто забезпечення множинного доступу можна використати наступні технології: множинний доступ з частотним розділенням каналів (frequency division multiple access, FDMA), множинний доступ з часовим розділенням каналів (time division multiple access, TDMA); множинний доступ з кодовим розділенням каналів (code division multiple access, CDMA), множинний доступ з просторовим розділенням каналів (space division multiple access, SDMA) або комбінації цих технологій [111, 144, 145].

Технологія SDMA базується на надходженні на приймач ПООІ відгуку з достатньою амплітудою та відношенням сигнал/шум лише від одного перетворювача, що реалізується завдяки вибору ширини діаграми направленості антени або r^4 (де r – відстань від антени до точки вимірювання) та затуханню при поширенні. Технологія просторового розділення може бути використана для перетворювачів, що рухаються за певним маршрутом на достатній відстані один від одного. Системи з SDMA технологією використовуються переважно для ідентифікації, де амплітудні та фазові помилки менш суттєві. Перевагою систем з просторовим розділенням є те, що можна використовувати всі комбінації сімейства кодів, за виключенням першого та останнього бітів. Наприклад, за допомогою дворозрядного коду довжиною 32 біти можна присвоїти унікальний ідентифікаційний код 2^{30} перетворювачам.

У разі роботи ПООІ з декількома перетворювачами за TDMA технологією доступу, кожному перетворювачу виділяється певний часовий інтервал, в якому він може здійснювати передачу вимірювальної інформації. Вибір часового інтервалу реалізується через зміну часу затримки сигналу в перетворювачі, а отже через зміну довжини звукопроводу. Практично реалізовані вимірювальні системи з десятьма одночасно працюючими

перетворювачами на ПАХ із TDMA технологією. Недоліком цієї технології є те, що при збільшенні довжини звукопроводу зростають внутрішні втрати в ПАХ-пристрої, що призводить до обмеження радіусу дії. Окрім того, необхідно чітко підбирати час затримки до їх просторового положення відносно ПООІ аби забезпечити розділення сигналів відгуків.

Технологія CDMA передбачає нанесення на поверхню звукопроводу масиву відбивачів (рис.1.24), причому просторове положення кожного відбивача відносно вхідного/вихідного ЗШП визначається ідентифікаційним кодом присвоєним даному перетворювачу. За допомогою CDMA та відповідної системи обробки інформації реалізовані вимірювальні системи з 10-ма одночасно працюючими перетворювачами. Недоліком технології є те, що максимальний радіус дії сенсору обмежений сигналом, що ретрансльований останнім відбивачем. Враховуючи те, що сигнал відгуку зазнає багаторазового перевідбиття у масиві відбивачів, це призводить до нерівномірності амплітуди імпульсів в кожному розряді коду [144].

Останнім часом, для забезпечення множинного доступу для перетворювачів на ПАХ, все частіше використовують технологію ортогонального частотного кодування (orthogonal frequency coding, OFC). Технологія ортогонального частотного кодування (ОЧК) передбачає залежність базового набору частот та їх смуг пропускання, що повинні відповідати умові ортогональності. В порівнянні з CDMA технологією, ОЧК технологія передбачає використання окремої ортогональної частоти для кожного розряду коду, що дозволяє отримати вихідний сигнал з рівномірною амплітудою імпульсів в кожному розряді [146]. Таким чином, ОЧК технологія дозволяє збільшити радіус дії перетворювачів на ПАХ та збільшити кількість перетворювачів, що можуть одночасно працювати з одним ПООІ. Однак, проста заміна CDMA на ОЧК не призводить до поліпшення параметрів вимірювальних систем з пасивними перетворювачами на ПАХ. Як і раніше, необхідно поєднувати її з TDMA технологією.

Вибір технології забезпечення множинного доступу в першу чергу залежить від чутливого елементу, що використовується для побудови безпроводної системи. Для пристроїв на ПАХ з відбивними структурами можуть бути застосовані TDMA та CDMA технології доступу. Окрім вимірювальної інформації ці пристрої здатні надсилати свій ідентифікаційний номер, що значно полегшує процедуру калібрування та вимірювання. З іншої сторони, перетворювачі з відбивачами мають високі привнесені втрати та потребують широкої робочої смуги частот.

Однопортові ПАХ-резонатори характеризуються меншими привнесеними втратами. Резонатори є вузькосмуговими пристроями і можуть працювати на фіксованих частотах нижче 1 ГГц. Однак, девіація частоти в резонаторах надзвичайно мала і не перевищує 1%, що не дозволяє розробляти на їх основі високочутливі та точні перетворювачі. Окрім того, в перетворювачах даного типу неможливо реалізувати створення ідентифікаційної інформації. Тож для резонаторних перетворювачів на ПАХ може бути використана лише FDMA технологія забезпечення множинного доступу. Слід зазначити, що вимоги до антен для резонаторних перетворювачів та перетворювачів з відбивачами різні. Так, необхідно виключити вплив імпедансу антени на резонансну частоту. Антенний вихід повинен також забезпечувати проходження імпульсів високої амплітуди та малої тривалості.

1.5. Висновки до розділу та постановка задачі

В ході аналізу схемо-технічних основ побудови перетворювачів фізичних величин визначено, що технічні параметри традиційних вимірювальних перетворювачів (резистивних, п'єзоелектричних, ємнісних, гальваномагнітних, електромагнітних, фотоелектричних (оптоелектронних), акустооптичних та інших) практично досягли своїх граничних можливостей і

подальше їх удосконалення можливо шляхом створення первинних перетворювачів з використанням нових фізичних ефектів.

Показано, що акустоелектронні перетворювачі з використанням пристроїв на ПАХ та системи на їх основі у багатьох випадках мають ряд переваг: мала довжина хвиль при відносно невисоких частотах, можливість розподіленого приймання сигналу при мікроелектронному виконанні перетворювача, наявність ефективних методів збудження та приймання сигналів в пристроях акустоелектроніки, можливість використання сучасної мікроелектронної технології, що сумісна з технологією виготовлення інтегральних мікросхем.

В основному наукові розробки та впровадження активних та пасивних акустоелектронних перетворювачів фізичних величин з використанням пристроїв на поверхневих акустичних хвилях виконуються на основі зміни:

- фазової швидкості ПАХ та акустичної довжини резонатора або лінії затримки внаслідок деформації звукопроводу балочного або мембранного типу;
- фазової швидкості ПАХ та акустичної довжини резонатора або лінії затримки при дії навколишнього середовища на поверхню звукопроводу (молекулярної ваги та концентрації газу, температури, вологості, електромагнітного випромінювання тощо);
- коефіцієнта відбиття ПАХ від відбивальних решіток або зустрічно-штирових перетворювачів, що сполучені із зовнішніми чутливими елементами, на які діють температура, вологість, електромагнітне випромінювання тощо.

У той же час не приділялася належна увага теоретичному обґрунтуванню та практичній реалізації акустоелектронних перетворювачів на основі використання електричного поля поверхневих акустичних хвиль, що поширюються на п'єзоелектричних структурах, які дозволяють створення високочутливих перетворювачів фізичних величин для стаціонарних та безпроводних радіовимірювальних систем:

- лінійних та кутових переміщень об'єкта на основі використання фазових набігань на поверхні п'єзоелектричних структур електричного поля кількох поверхневих акустичних хвиль з різними частотами, які приймаються безконтактним ПАХ-приймачем, що переміщується в електричному полі ПАХ;
- кутової швидкості об'єкта на основі використання ефекту Доплера при переміщенні безконтактного ПАХ-приймача в електричному полі біжучої по кільцевому п'єзоелектричному хвилеводі поверхневої акустичної хвилі;
- мікропереміщень та тиску на основі використання дисперсії фазової швидкості поверхневої акустичної хвилі в результаті збурення мембраною (зондом) електричного поля ПАХ, що поширюється на п'єзоелектричних структурах.

Використання електричного поля ПАХ також можливо і у безпроводних вимірювально-інформаційних системах, робота яких заснована на розробці та впровадженні технології радіомітки на ПАХ та поєднанні її з традиційними конструкціями пристроїв на ПАХ, що розміщені у важкодоступних місцях (в елементах несучих конструкцій будівель, на роторах електродвигунів, в автомобільних шинах тощо).

Виходячи з вищенаведеного, поставлено завдання теоретично обґрунтувати та експериментально реалізувати новий підклас високочутливих акустoeлектронних перетворювачів фізичних величин (лінійних, кутових переміщень та швидкості, мікропереміщень та тиску) з безконтактними електрично пов'язаними чутливими елементами на основі використання електричного поля поверхневих акустичних хвиль, які поширюються в п'єзоелектричних структурах.

Для досягнення поставленої мети необхідно було вирішити наступні наукові задачі:

1. Розробка високочутливих методів вимірювання лінійних, кутових переміщень та швидкості об'єктів на основі використання електричного поля поверхневих акустичних хвиль, які поширюються на п'єзоелектричних структурах, з безконтактним електрично пов'язаним ПАХ-приймачем.

2. Розробка та дослідження математичних моделей первинних перетворювачів лінійних, кутових переміщень та швидкості на основі використання електричного поля ПАХ, які дозволяли би визначати вимоги до конструктивних та електричних параметрів у залежності від заданих метрологічних характеристик акустoeлектронних перетворювачів.

3. Розробка модифікованої математичної моделі п'єзoeлектричного хвилеводу ПАХ на основі структури оксид цинку-плавлений кварц ($\text{ZnO-SiO}_2\text{пл.}$), який використовується в якості індикаторної лінійки перетворювачів фізичних величин. По результатах теоретичних та експериментальних досліджень визначити критерії забезпечення одномодового режиму поширення ПАХ у хвилеводних структурах та їх придатності для використання в акустoeлектронних перетворювачах.

4. Розробка та випробування макетів 3-х частотного генераторного блока та 3-х частотного блока підсилення та фільтрації, що застосовуються відповідно для збудження ПАХ в п'єзoeлектричних структурах та підсилення і фільтрації вихідного сигналу безконтактного ПАХ-приймача акустoeлектронних перетворювачів.

5. Розробка та випробування макетів акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень на основі використання фазових набігань на поверхні п'єзoeлектричних структур електричного поля кількох ПАХ з різними частотами, які приймаються безконтактним ПАХ-приймачем. По результатам теоретичних та експериментальних досліджень визначити вимоги до конструктивних та електричних параметрів у залежності від заданих метрологічних характеристик перетворювачів.

7. Розробка метода вимірювання мікропереміщень та тиску на основі використання дисперсії фазової швидкості поверхневої акустичної хвилі в результаті збурення мембраною (зондом) електричного поля ПАХ, яка поширюється на п'єзoeлектричних структурах.

8. Розробка та дослідження математичних моделей первинних перетворювачів мікропереміщень та тиску на основі використання дисперсії

фазової швидкості поверхневої акустичної хвилі в результаті збурення мембраною (зондом) електричного поля ПАХ, які дозволяли би визначати вимоги до конструктивних та електричних параметрів у залежності від заданих метрологічних характеристик акустоелектронних перетворювачів.

9. Розробка та випробування макету акустоелектронного перетворювача мікропереміщень та тиску на основі використання дисперсії фазової швидкості ПАХ в результаті збурення мембраною (зондом) електричного поля ПАХ. По результатах теоретичних та експериментальних досліджень визначити вимоги до конструктивних та електричних параметрів перетворювача у залежності від заданих метрологічних характеристик перетворювачів.

10. Запропонувати та теоретично обґрунтувати схемо-технічні принципи побудови та конструкції пасивних ПАХ-перетворювачів з безконтактними електрично пов'язаними чутливими елементами для безпроводних радіовимірювальних систем контролю лінійних та кутових переміщень, мікропереміщень та тиску, ідентифікації об'єктів.

РОЗДІЛ 2

ФІЗИКО-ТЕХНІЧНІ ОСНОВИ ПОБУДОВИ ТА МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ АКУСТОЕЛЕКТРОННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ПЕРЕМІЩЕНЬ ТА ШВИДКОСТІ З БЕЗКОНТАКТНИМ ПРИЙМАЧЕМ ПОВЕРХНЕВИХ АКУСТИЧНИХ ХВИЛЬ

У даному розділі представлено результати розробки запропонованого метода вимірювання лінійних та кутових переміщень на основі використання фазового набігання на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу (хвилеводу) електричного поля кількох поверхневих акустичних хвиль з різними частотами, які приймаються безконтактним ПАХ-приймачем. Приведені оцінка потенційних метрологічних параметрів та методика формування вимірювальних шкал 3-х частотних акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень. Показано, що при збудженні у звукопроводі (хвилеводі) ПАХ на 3-х частотах здійснюється формування точної, проміжної та грубої вимірювальних шкал, що забезпечують визначення координати ПАХ-приймача з високою роздільною здатністю та точністю.

Запропоновано та теоретично обґрунтовано метод вимірювання кутової швидкості на основі використання ефекту Доплера при обертанні безконтактного ПАХ-приймача в електричному полі поверхневої акустичної хвилі, що поширюється на поверхні кільцевого п'єзоелектричного хвилеводу.

Показано, що потенційні метрологічні параметри запропонованих акустoeлектронних перетворювачів лінійних, кутових переміщень та швидкості сумірні з параметрами індуктосинів, фотоелектричних перетворювачів, тахогенераторів, пристроїв на основі інтерферометрів та, на відміну від них, мають нескладні конструкції та значно менші масогабаритні показники.

Запропоновані та досліджені фізико-математичні моделі первинних ПАХ-перетворювачів лінійних, кутових переміщень та швидкості, які дозволяють обґрунтовувати вимоги до конструктивних та електричних параметрів перетворювачів в залежності від заданих метрологічних параметрів.

2.1. Метод вимірювання лінійних та кутових переміщень на основі використання фазового набігання електричного поля поверхневих акустичних хвиль

Проведений в аналітичному огляді аналіз можливих методів контролю фізичних величин на основі використання поверхневих акустичних хвиль показав, що, у випадку необхідності створення перетворювачів лінійних та кутових переміщень з високими коефіцієнтами перетворення, роздільною здатністю і точністю в діапазоні $0 \div 100$ мм і вище ($0 \div 360$ кут.град.), найбільш доцільно використовувати фазовий метод вимірювання координати об'єкта.

Однак, як було відмічено, діапазон вимірювання переміщень при фазовому методі обмежується тим, що фазові затримки при цьому не можуть перевищувати 2π радіан, а відповідні часові затримки не можуть бути більше періода коливань. Щоб отримати інформацію про координату об'єкта, необхідно здійснювати підрахунок фазових циклів.

Для усунення багатозначності фазових вимірювань запропоновано метод вимірювання переміщення на основі використання фазових набігань на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу (хвилеводу) електричного поля кількох поверхневих акустичних хвиль з різними частотами, що приймаються безконтактним ПАХ-приймачем [147–151].

На рис. 2.1 представлена функціональна схема акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень при збудженні хвилі у вигляді суперпозиції трьох поверхневих акустичних хвиль з частотами f_i , де $i = 1, 2, 3$, причому $f_2 < f_1 < f_3$.

Первинний перетворювач складається із діелектричної пластини з п'єзоелектричним звукопроводом (хвилеводом) 1 з поглиначами ПАХ 2 та 3 для створення режиму біжучих хвиль, вхідним 4 та контрольним 5 зустрічно-штировими перетворювачами, сформованими на п'єзоелектричному звукопроводі (хвилеводі), над яким на відстані не більшій довжини хвилі

переміщується ПАХ-приймач, виконаний у вигляді ЗШП 6, сформованого на діелектричній пластині 7.

Електричний сигнал з генераторного блоку 8, що складається із трьох високостабільних ПАХ-генераторів та суматора, подається на вхідний ЗШП 4 і збуджує поверхневу акустичну хвилю, яка приймається ЗШП 6 ПАХ-приймача і контрольним ЗШП 5, вихідні сигнали з яких поступають на блоки підсилення і фільтрації 9 і 10, що складаються із високочастотних підсилювачів та 3-х ПАХ-фільтрів відповідно на частоти f_i . Після підсилення та фільтрації вихідні сигнали з блоків 9 і 10 поступають на фазометричні блоки 11 та 12, на які поступають також сигнали з генераторного блоку.

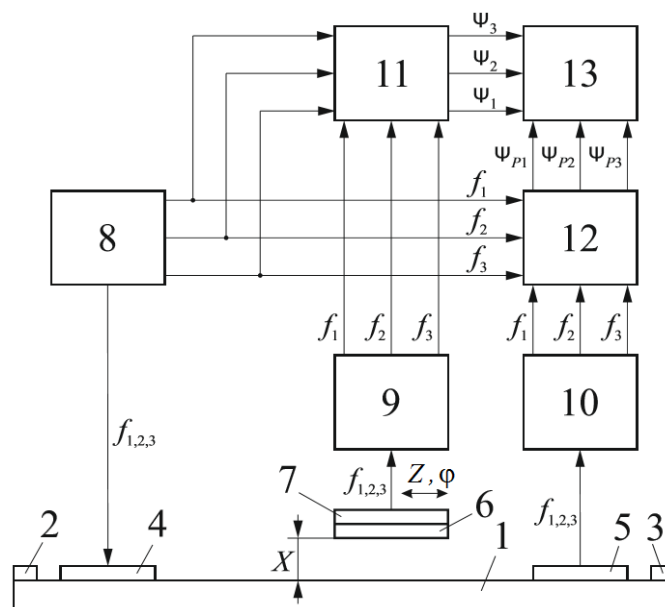


Рис.2.1. Функціональна схема АЕП лінійних та кутових переміщень

Результати вимірювання фаз $\Psi_i (i=1,2,3)$ сигналів з ПАХ-приймача з блоку 11 поступають в електронний блок обробки та формування трьох вимірювальних шкал перетворювача 13.

В блок 13 одночасно поступають результати вимірювання фаз сигналів $\Psi_{pj} (j=1,2,3)$ з блоку 12 для коригування фаз Ψ_i при дії дестабілізуючих факторів на звукопровід (хвилевід) [152]. Для цього визначається величина додаткового набігання фази $\Delta\Psi_i$ кожної частоти f_i для координати Z (для

кутових переміщень φ), в якій знаходиться ПАХ-приймач за формулою: $\Delta\Psi_i = \Delta\Psi_{pj}Z/L = \Delta\Psi_{pj}R\varphi/L$, де L – акустична відстань між вхідним 4 та контрольним 5 ЗШП; Z та φ – координата знаходження ПАХ-приймача, що визначається попередньо в результаті вимірювання фаз Ψ_i .

Наприклад, для формування точної шкали використовуються результати вимірювання Ψ_1 на частоті f_1 . Після визначення $\Psi_{12} = \Psi_1 - \Psi_2$ та $\Psi_{31} = \Psi_3 - \Psi_1$ формуються проміжні шкали, а визначення $\Psi_{123} = \Psi_{12} - \Psi_{31}$ дозволить сформувати грубу шкалу перетворювача.

Повні фазові набігання хвиль з частотами f_i на ділянці звукопроводу від вхідного ЗШП до ПАХ-приймача можна представити у вигляді:

$$\Phi_i = \Delta\Phi_i + \beta_i Z = \Delta\Phi_i + 2\pi N_i + \Psi_i, \quad (2.1)$$

де $\Delta\Phi_i$ – початкові фази ПАХ, для спрощення опису метода приймаємо $\Delta\Phi_i = 0$; $\beta_i = 2\pi/\lambda_i = 2\pi f_i/V$; $\lambda_i = \lambda_1/(1-\delta_i)$ – відповідно хвильові числа і довжини ПАХ на частотах f_i ; V – фазова швидкість ПАХ; $\delta_i = (f_1 - f_i)/f_1$ – відносне розстроювання між частотами f_i ; $\lambda_1 = V/f_1$ – довжина ПАХ на частоті f_1 ; N_i – кількість довжин хвиль (кількість циклів фази) на відповідних частотах на довжині звукопроводу Z ; Ψ_i – дробні частки фазового набігання на частотах f_i фіксуються фазометрами, що дозволяють визначати положення ПАХ-приймача в границях відповідних довжин хвиль λ_i , які в високоточних перетворювачах переміщень можуть приймати значення $\lambda = 10 \div 100$ мкм.

При вимірюванні кутових переміщень звукопровід (хвилевід) виконується кільцевим, а переміщення ЗШП приймача здійснюється по дузі $Z = R \cdot \varphi$, де R – середній радіус звукопроводу і ЗШП ПАХ-приймача; φ – кутове переміщення в радіанах.

Із співвідношення (2.1) випливає, що вимірювання Ψ_i на кожній частоті дозволяє визначати величину переміщення в межах відповідних довжин хвиль λ_i . Тому гранично допустиме значення переміщення, що може визначатися фазовим методом на точній шкалі, при довжині хвилі, наприклад $\lambda_1 = 46$ мкм,

$Z_{1m} = \lambda_1 = 46$ мкм (при вимірюванні кутових переміщень –
 $\phi_{1m} = \lambda_1 / R = 2\pi / N_1 \approx 3,07 \cdot 10^{-3}$ кут.рад. $\approx 632,81$ кут.сек. при кількості довжин
хвиль у кільцевому хвилеводі $N_1 = 2\pi R / \lambda_1 = 2048$).

Результати вимірювання Ψ_1 використовуються для формування точної
вимірювальної шкали перетворювача, чутливість (коефіцієнт перетворення) на
якій визначається співвідношеннями:

$$\begin{aligned} \text{– лінійних переміщень: } S_1 &= \frac{d\Psi_1}{dZ} = \frac{2\pi}{\lambda_1} = \frac{360}{\lambda_1} \left[\frac{\text{ел.град.}}{\text{мкм}} \right]; \\ \text{– кутових переміщень: } S_1 &= \frac{d\Psi_1}{d\phi} = \frac{2\pi R}{\lambda_1} = \frac{N_1}{3600} \left[\frac{\text{ел.град.}}{\text{кут.сек.}} \right]. \end{aligned} \quad (2.2)$$

Розширення діапазону можливо при використанні різниці повних
фазових набігань ПАХ, які представляються системою рівнянь:

$$\begin{aligned} \Phi_{12} &= \Phi_1 - \Phi_2 = \beta_{12} Z = 2\pi N_{12} + \Psi_{12}; \\ \Phi_{31} &= \Phi_3 - \Phi_1 = \beta_{31} Z = 2\pi N_{31} + \Psi_{31}, \end{aligned} \quad (2.3)$$

де $\beta_{12} = \beta_1 - \beta_2 = 2\pi / \Lambda_{12} = 2\pi F_{12} / V$; $\beta_{31} = \beta_3 - \beta_1 = 2\pi / \Lambda_{31} = 2\pi F_{31} / V$;
 $\Lambda_{12} = \lambda_1 / \delta_2 = P_2 \lambda_1$; $\Lambda_{31} = \lambda_1 / \delta_3 = P_3 \lambda_1$; $F_{12} = \delta_2 f_1$; $F_{31} = \delta_3 f_1$; $P_2 = 1 / \delta_2$; $P_3 = 1 / \delta_3$;
 β_{12} і β_{31} та Λ_{12} і Λ_{31} – відповідно ефективні хвильові числа та ефективні
довжини хвиль на частотах биття F_{12} та F_{31} ; $N_{12} = N_1 - N_2$ та $N_{31} = N_3 - N_1$ –
кількість довжин хвиль Λ_{12} та Λ_{31} – на ділянці звукопровода Z ; P_2 та P_3
коефіцієнти редукції фаз проміжних шкал (кількість циклів точної шкали, що
розміщуються в одному циклі проміжних шкал), для формування яких
використовуються результати вимірювання різниць дробних часток фазових
набігань $\Psi_{12} = \Psi_1 - \Psi_2$ та $\Psi_{31} = \Psi_3 - \Psi_1$, алгоритм визначення яких можна
представити наступним чином:

$$\begin{aligned} \Psi_{12} &= \Psi_1 - \Psi_2 \quad \text{при} \quad \Psi_1 - \Psi_2 \geq 0; \\ \Psi_{12} &= \Psi_1 - \Psi_2 + 2\pi \quad \text{при} \quad \Psi_1 - \Psi_2 < 0; \\ \Psi_{31} &= \Psi_3 - \Psi_1 \quad \text{при} \quad \Psi_3 - \Psi_1 \geq 0; \\ \Psi_{31} &= \Psi_3 - \Psi_1 + 2\pi \quad \text{при} \quad \Psi_3 - \Psi_1 < 0. \end{aligned} \quad (2.4)$$

Звідки випливає, що Ψ_{12} та Ψ_{31} в межах одного циклу визначаються різницями фазових вимірювань на частотах f_i і діапазон вимірювання переміщень, що визначається, дорівнює ефективним довжинам хвиль Λ_{12} та Λ_{31} , які в $P_{2,3}$ разів більші λ_1 . У перетворювачах на ПАХ значення коефіцієнтів редукції $P_{2,3}$ визначаються смугою пропускання ЗШП, а також вимогами до частотної фільтрації вихідного сигналу приймача і може бути в інтервалі $P_{2,3}=10\div100$ у залежності від заданого діапазону вимірювання лінійних та кутових переміщень. Діапазон переміщень, що можливо виміряти на проміжній шкалі при $\lambda_1=46$ мкм і $P_2=64$, $Z_{2m}=\Lambda_{12}=P_2Z_{1m}=2,944$ мм ($\varphi_{2m}=P_2\varphi_{1m}=\Lambda_{12}/R=2\pi P_2/N_1\approx0,198$ кут.рад. $\approx11,25$ кут.град.).

Результати вимірювання Ψ_{12} та Ψ_{31} використовуються для формування проміжних вимірювальних шкал перетворювача, чутливість (коефіцієнт перетворення) на яких визначається співвідношеннями:

$$\begin{aligned} S_{12} &= \frac{d\Psi_{12}}{dZ} = \frac{2\pi}{\Lambda_{12}} = \frac{S_1}{P_2}; \\ S_{31} &= \frac{d\Psi_{31}}{dZ} = \frac{2\pi}{\Lambda_{31}} = \frac{S_1}{P_3}. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Подальше розширення діапазону можливо при формуванні третьої (грубої) шкали перетворювача, для цього скористаємося різницею різниць повних фазових набігань у вигляді:

$$\Phi_{123} = \Phi_{12} - \Phi_{31} = \beta_{123}Z = 2\pi N_{123} + \Psi_{123}, \quad (2.6)$$

де $\beta_{123} = \beta_{12} - \beta_{31} = 2\pi/\Lambda_{123} = 2\pi F_{123}/V$; $\Lambda_{123} = P_{123}\lambda_1 = P_{12}\Lambda_{12} = P_{31}\Lambda_{31}$;

$F_{123} = (\delta_2 - \delta_3)f_1 = f_1/P_{123}$; $P_{12} = \delta_2/(\delta_2 - \delta_3)$; $P_{31} = \delta_3/(\delta_2 - \delta_3)$;

$P_{123} = 1/(\delta_2 - \delta_3) = P_2P_{12} = P_3P_{31} = P_2P_3/(P_3 - P_2)$;

β_{123} і Λ_{123} – відповідно ефективне хвильове число та довжина ПАХ на частоті биття F_{123} ; P_{12} і P_{31} – кількість циклів проміжних шкал, що розміщуються в одному циклі грубої шкали; N_{123} – кількість довжин хвиль Λ_{123} на ділянці звукопроводу Z ; P_{123} – коефіцієнт редукції фази третьої (грубої) вимірювальної шкали (кількість циклів точної шкали, що розміщується в

одному циклі грубої шкали), для формування якої використовуються результати вимірювання різниць дробних часток фазових набігань $\Psi_{123} = \Psi_{12} - \Psi_{31}$, алгоритм визначення яких має вигляд:

$$\begin{aligned} \Psi_{123} &= \Psi_{12} - \Psi_{31} && \text{при } \Psi_{12} - \Psi_{31} \geq 0; \\ \Psi_{123} &= \Psi_{12} - \Psi_{31} + 2\pi && \text{при } \Psi_{12} - \Psi_{31} < 0. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Із співвідношення (2.6) випливає, що діапазон вимірюваних переміщень на грубій шкалі дорівнює ефективній довжині хвилі $\Lambda_{123} = P_{123}\lambda_1$.

При малих значеннях різниці $(\delta_2 - \delta_3)$ отримаємо значний коефіцієнт редукції P_{123} . Наприклад, при $P_2 = 64$ і $P_3 = 2048/31$ коефіцієнт редукції $P_{123} = 2048$ і діапазон переміщення, що визначається, розширюється при довжині хвилі $\lambda_1 = 46$ мкм до $Z_{3m} = \Lambda_{123} = P_{123}\lambda_1 = 94208$ мкм = 94,208 мм ($\varphi_{3m} = P_{123}\varphi_{1m} = \Lambda_{123}/R = 2\pi P_{123}/N_1 = 2\pi$ кут.рад. = 360 кут.град.).

Результати вимірювання Ψ_{123} використовуються для формування грубої вимірювальної шкали перетворювача, чутливість (коефіцієнт перетворення) на якій визначається співвідношенням:

$$S_{123} = \frac{d\Psi_{123}}{dZ} = \frac{2\pi}{\Lambda_{123}} = \frac{S_1}{P_{123}}. \quad (2.8)$$

Таким чином, 3-х частотний акустoeлектронний перетворювач дозволяє вимірювати переміщення в межах ефективної довжини хвилі самої низької частоти биття. Найбільшу чутливість має точна шкала на основній частоті. По мірі пониження частот биття F_{12} , F_{31} , F_{123} чутливість відповідно зменшується.

Необхідно відмітити, що при реалізації описаного позиційного перетворювача необхідно забезпечити жорстке спряження трьох вимірювальних шкал, що можливо при виконанні умови:

$$P_{123} = P_2 P_{12} = P_3 P_{31} = P_2 P_3 / (P_3 - P_2). \quad (2.9)$$

На рис. 2.2. представлено типові фазові залежності (функції перетворення) 3-х частотного акустoeлектронного перетворювача лінійних та кутових переміщень.

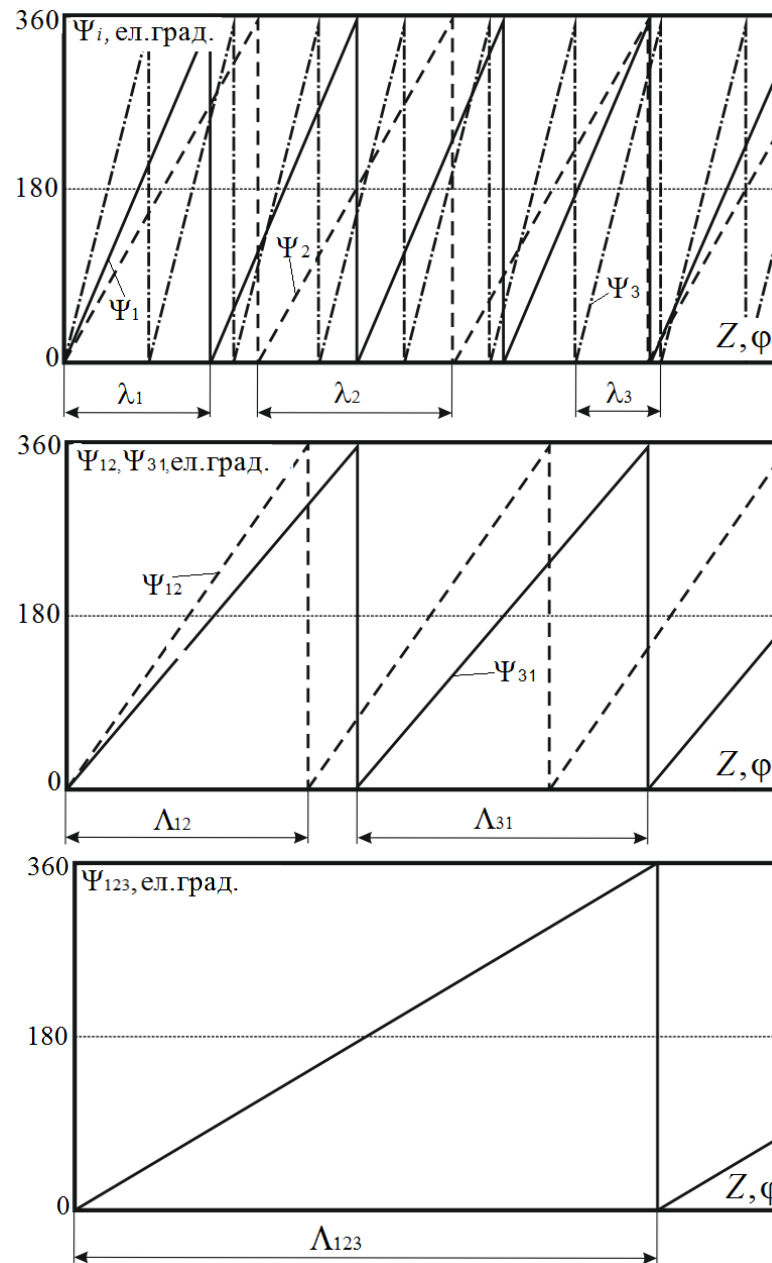


Рис. 2.2. Фазові залежності (функції перетворення) 3-х частотного акустoeлектронного перетворювача лінійних та кутових переміщень

В табл. 2.1 представлено результати розрахунків метрологічних параметрів 3-х частотних позиційних акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень на основі використання фазових набігань електричного поля ПАХ на основній частоті $f_1 = 70,62$ МГц при $\lambda_1 = 46$ мкм та додаткових частотах $f_2 = f_1(1 - \delta_2)$ і $f_3 = f_1(1 + \delta_3)$, де $\delta_2 = 1/64$; $\delta_3 = 31/2048$ [153].

**Таблиця 2.1. Розрахункові параметри акустoeлектронного
перетворювача лінійних та кутових переміщень**

Найменування параметра	Точна шкала	Проміжна шкала	Груба шкала
Діапазон вимірювання переміщень	$Z_{1m} = \lambda_1 = 46 \text{ мкм}$ $\varphi_{1m} = \frac{\lambda_1}{R} \approx 3,07 \times 10^{-3} \text{ кут.рад.} \approx$ $\approx 632,81 \text{ кут.сек.}$	$Z_{2m} = P_2 Z_{1m} =$ $= 2,944 \text{ мм}$ $\varphi_{2m} = P_2 \varphi_{1m} =$ $= 11,25 \text{ кут.град.}$	$Z_{3m} = P_{123} Z_{1m} =$ $= 94,208 \text{ мм}$ $\varphi_{3m} = P_{123} \varphi_{1m} =$ $= 360 \text{ кут.град.}$
Чутливість (коефіцієнт перетворення)	$S_1 = \frac{d\Psi_1}{dZ} = \frac{360}{\lambda_1} \approx$ $\approx 7,83 \text{ ел.град./мкм}$ $S_1 = \frac{d\Psi_1}{d\varphi} = \frac{N_1}{3600} \approx$ $\approx 0,57 \text{ ел.град./кут.сек.}$	$S_{12} = \frac{d\Psi_{12}}{dZ} = \frac{S_1}{P_2} \approx$ $\approx 122,3 \text{ ел.град./мм.}$ $S_{12} = \frac{d\Psi_{12}}{d\varphi} = \frac{S_1}{P_2} \approx$ $\approx 32 \text{ ел.град./кут.град.}$	$S_{123} = \frac{d\Psi_{123}}{d\varphi} = \frac{S_1}{P_{123}} \approx$ $\approx 3,82 \text{ ел.град./мм}$ $S_{123} = \frac{d\Psi_{123}}{d\varphi} = \frac{S_1}{P_{123}} \approx$ $\approx 1,0 \text{ ел.град./кут.град.}$
Потенційна роздільна здатність при роздільній здатності фазометра Ф5126 $\Psi_{min} = 0,1 \text{ ел.град.}$	$Z_{1min} = \frac{\Psi_{min}}{S_1} \approx$ $\approx 0,013 \text{ мкм}$ $\varphi_{1min} = \frac{\Psi_{min}}{S_1} \approx$ $\approx 0,175 \text{ кут.сек.}$	$Z_{2min} = \frac{\Psi_{min}}{S_{12}} \approx$ $\approx 0,817 \text{ мкм}$ $\varphi_{2min} = \frac{\Psi_{min}}{S_{12}} \approx$ $\approx 11,25 \text{ кут.сек.}$	$Z_{3min} = \frac{\Psi_{min}}{S_{123}} \approx$ $\approx 0,026 \text{ мм}$ $\varphi_{3min} = \frac{\Psi_{min}}{S_{123}} =$ $= 0,1 \text{ кут.град.}$
Похибка при похибці фазометра Ф5126 $\Delta\Psi = \pm 0,3 \text{ ел.град.}$	$\Delta Z_{1min} = \frac{\Delta\Psi}{S_1} \approx$ $\approx \pm 0,04 \text{ мкм}$ $\Delta\varphi_{1min} = \frac{\Delta\Psi}{S_1} \approx$ $\approx \pm 0,53 \text{ кут.сек.}$	$\Delta Z_{2min} = \frac{\Delta\Psi}{S_{12}} \approx$ $\approx \pm 2,50 \text{ мкм}$ $\Delta\varphi_{2min} = \frac{\Delta\Psi}{S_{12}} \approx$ $\approx \pm 33,80 \text{ кут.сек.}$	$\Delta Z_{3min} = \frac{\Delta\Psi}{S_{123}} \approx$ $\approx \pm 0,08 \text{ мм}$ $\Delta\varphi_{3min} = \frac{\Delta\Psi}{S_{123}} =$ $= \pm 0,30 \text{ кут.град.}$

Результати розрахунків показують, що при роздільній здатності $\Psi_{min} = 0,1 \text{ ел.град.}$ та похибці $\Delta\Psi = \pm 0,3 \text{ ел.град.}$ вимірювання фази промисловими фазометрами (наприклад, фазометром Ф5126) 3-х частотний фазовий метод може забезпечити потенційні метрологічні параметри лінійних та кутових переміщень:

- діапазон переміщень – $0 \div 100 \text{ мм}$ ($0 \div 360 \text{ кут. град.}$) ;
- роздільна здатність на точній шкалі – $0,013 \text{ мкм}$ ($0,175 \text{ кут.сек.}$) ;
- похибка на точній шкалі – $\pm 0,04 \text{ мкм}$ ($\pm 0,53 \text{ кут.сек.}$).

2.1.1. Формування вимірювальних шкал 3-х частотного акустoeлектронного перетворювача лінійних та кутових переміщень

Формування вимірювальних шкал 3-х частотного акустoeлектронного перетворювача лінійних та кутових переміщень на основі використання фазових набігань електричного поля 3-х поверхневих акустичних хвиль з різними частотами, функціональна схема яких представлена на рис.2.1, виконується на основі співвідношень (2.1)÷(2.9).

1. Для універсального підходу до розрахунків параметрів як лінійних, так і кутових переміщень, прийmemo, що діапазон лінійного переміщення та довжина кільцевого хвилеводу $L=2\pi R$ дорівнюють ефективній довжині ПАХ Λ_{123} на частоті биття F_{123} .

Тоді діапазон лінійних та кутових переміщень відповідно визначається згідно співвідношень:

$$\begin{aligned} Z_{3m} &= P_2 P_{12} Z_{1m} = P_3 P_{31} \lambda_{1m} = P_{123} \lambda_1 = \Lambda_{123}; \\ \varphi_{3m} &= \Lambda_{123}/R = P_2 P_{12} \lambda_{1m}/R = \Lambda_{123}/R = 2\pi \text{ кут.рад.} = 360 \text{ кут.град.} \end{aligned} \quad (2.10)$$

2. Задаємо число точок відліку

$$T = 2^m = P_2 P_{12} P_{123} = P_3 P_{31} P_{123}, \quad (2.11)$$

де m – кількість розрядів двійкового коду, і встановлюємо потенційні роздільні здатності перетворювача на точних шкалах :

$$\begin{aligned} \Delta z_{10} &= Z_{3m}/T = \Lambda_{123}/T; \\ \Delta \varphi_{10} &= \varphi_{3m}/T = \Lambda_{123}/RT. \end{aligned} \quad (2.12)$$

3. Визначаємо повне набігання фази ПАХ з хвилею λ_1 на частоті f_1 :

$$\Phi_1 = \frac{2\pi}{\lambda_1} Z_{3m} = \frac{2\pi R}{\lambda_1} \varphi_{3m} = \frac{2\pi}{\lambda_1} \Lambda_{123} = \frac{2\pi}{\lambda_1} P_{123} \lambda_1 = 360 P_{123} \text{ (ел. град.)}. \quad (2.13)$$

4. Визначаємо необхідну роздільну здатність фазометра $\Delta \Psi_\Phi$, що має забезпечити задану роздільну здатність перетворювача Δz_{10} та $\Delta \varphi_{10}$:

$$\Delta \Psi_\Phi = \Phi_1/T \text{ (ел. град.)}. \quad (2.14)$$

5. Визначаємо коефіцієнт редукції третьої (грубої) вимірювальної шкали

P_{123} :

$$P_{123} = Z_{3m}/\lambda_1 = R\varphi_{3m}/\lambda_1. \quad (2.15)$$

6. Задаємо коефіцієнт редукції першої проміжної вимірювальної шкали P_2 і визначаємо діапазон переміщення, що може бути виміряний на цій шкалі:

$$\begin{aligned} Z_{2m} &= P_2\lambda_1 = \Lambda_{12}; \\ \varphi_{2m} &= P_2\lambda_1/R = \Lambda_{12}/R. \end{aligned} \quad (2.16)$$

7. Визначаємо коефіцієнт редукції другої проміжної шкали:

$$P_3 = P_2 P_{123} / (P_{123} - P_2). \quad (2.17)$$

8. Визначаємо число проміжних шкал, що розміщуються на грубій вимірювальній шкалі перетворювача:

$$\begin{aligned} P_{12} &= P_{123}/P_2; \\ P_{31} &= P_{123}/P_3. \end{aligned} \quad (2.18)$$

9. Коефіцієнти редукції P_2 та P_3 визначають відносне частотне розстроювання другого та третього генераторів δ_2 та δ_3 , які дозволяють визначити робочі частоти f_2 та f_3 електричних сигналів:

$$\delta_2 = 1/P_2; \quad \delta_3 = 1/P_3; \quad (2.19)$$

$$f_2 = f_1(1 - \delta_2); \quad f_3 = f_1(1 + \delta_3). \quad (2.20)$$

10. Чутливість (коефіцієнт перетворення) перетворювача лінійних та кутових переміщень на точній, проміжній та грубій шкалах відповідно визначаються згідно формул (2.2), (2.5) та (2.8):

– на точній вимірювальній шкалі:

а) лінійних переміщень $S_1 = 360/\lambda_1$ (ел.град. / мкм);

б) кутових переміщень $S_1 = 2\pi R/3600\lambda_1$ (ел.град. / кут.сек.);

– на проміжній вимірювальній шкалі: $S_{12} = S_1/P_2$;

– на грубій вимірювальній шкалі: $S_{123} = S_1/P_{123}$.

Точний канал.

Для представлення результатів вимірювання на точній шкалі доцільно, наприклад, використати 11 розрядів двійкового коду, тобто, точна шкала буде мати $T_1 = 2^{11} = 2048$ точок відліку. Це відповідає ціні розряду точної шкали при вимірюванні фази Ψ_1 в межах $0 \div 360$ ел. град. :

$$\Psi_{10} = \frac{\Psi_{1m}}{T_1} = \frac{360}{2048} \approx 0,176 \text{ ел.град.}$$

При цьому ціна розряду точної шкали перетворювача визначається наступним чином:

- для перетворювача лінійних переміщень при $Z_{1m} = \lambda_1 = 46$ мкм :

$$Z_{10} = \frac{Z_{1m}}{T_1} = \frac{46}{2048} = 0,022 \text{ мкм ;}$$

- для перетворювача кутових переміщень при $\phi_{1m} = 360/N_1$, де $N_1 = 2048$ – кількість довжин ПАХ λ_1 на частоті f_1 в кільцевому хвилеводі з радіусом R , знаходимо за формулою:

$$\phi_{10} = \frac{\phi_{1m}}{T_1} = \frac{360 \cdot 3600}{2048 \cdot 2048} = 0,309 \text{ кут.сек.}$$

Проміжний канал.

Для проміжного каналу вибираємо коефіцієнт редукції фаз (кількість циклів точної шкали, що розміщується в одному циклі проміжної шкали) $P_2 = 64$. Для представлення результатів вимірювання різниці фаз Ψ_{12} приймемо 6 розрядів, тобто $T_2 = 2^6 = 64$ точок відліку. Це відповідає ціні розряду проміжної шкали при вимірюванні різниці фаз Ψ_{12} в межах $0 \div 360$ ел. град. :

$$\Psi_{20} = \frac{\Psi_{2m}}{T_2} = \frac{360}{64} = 5,625 \text{ ел.град.}$$

При цьому ціна розряду проміжної шкали перетворювача визначається наступним чином:

- для перетворювача лінійних переміщень при $Z_{2m} = P_2 Z_{1m} = P_2 \lambda_{1m} = 2944$ мкм :

$$Z_{20} = \frac{Z_{2m}}{T_2} = \frac{2944}{64} = 46 \text{ мкм};$$

- для перетворювача кутових переміщень при $\varphi_{2m} = P_2 \varphi_{1m} = 11,25 \text{ кут.град.}$:

$$\varphi_{20} = \frac{\varphi_{2m}}{T_2} = \frac{11,25}{64} = 632,81 \text{ кут.сек.}$$

Грубий канал.

Для грубого каналу вибираємо коефіцієнт редукції фаз (кількість циклів проміжної шкали, що розміщується в одному циклі грубої шкали) $P_{12} = 32$. Для представлення результатів вимірювання різниці фаз Ψ_{123} приймемо 5 розрядів, тобто $T_3 = 2^5 = 32$ точок відліку. Це відповідає ціні розряду грубої шкали при вимірюванні різниці фаз Ψ_{123} в межах $0 \div 360$ ел. град.:

$$\Psi_{30} = \frac{\Psi_{3m}}{T_3} = \frac{360}{32} = 11,25 \text{ ел.град.}$$

При цьому ціна розряду грубої шкали перетворювача визначається наступним чином:

- для лінійних переміщень при $Z_{3m} = P_2 P_3 Z_{1m} = P_2 P_3 \lambda_{1m} = 94,208 \text{ мм}$:

$$Z_{30} = \frac{Z_{3m}}{T_3} = \frac{94,208}{32} = 2,944 \text{ мм};$$

- для кутових переміщень при $\varphi_{3m} = P_2 P_3 \varphi_{1m} = 360 \text{ кут.град.}$:

$$\varphi_{30} = \frac{\varphi_{3m}}{T_3} = \frac{360}{32} = 11,25 \text{ кут.град.}$$

Таким чином, використовуючи 22 розряди двійкового коду, розроблений метод на основі використання фазових набігань електричного поля поверхневих акустичних хвиль на 3-х частотах має досить високі потенційні можливості щодо вимірювання лінійних та кутових переміщень з високою роздільною здатністю та точністю.

В табл. 2.2 представлено результати розрахунків параметрів 3-х частотного акустoeлектронного перетворювача лінійних та кутових переміщень.

Таблиця 2.2. Розрахункові параметри 3-х частотного акустoeлектронного перетворювача лінійних та кутових переміщень

Найменування параметрів	Тип перетворювача переміщень	
	Лінійних	Кутових
Матеріал звукопроводу (хвильоводу)	Ніобат літію YZ-зріз	Плівкова структура ZnO-SiO ₂ пл.
Радіус кільцевого хвильоводу, R , мм	—	15
Довжина ПАХ λ_1 , мкм	46	46
Частота ПАХ, f_1 , МГц	75,83	70,62
Діапазон переміщень: лінійних Z_{3m} , мм; кутових φ_{3m} , град.	0...94,208	0...360
Роздільна здатність (кількість розрядів двійкового коду), m	22	22
Коефіцієнти редукції шкал: P_2 P_3 P_{12} P_{31} P_{123}		
	64	64
	2048/31	2048/31
	32	32
	31	31
	2048	2048
Відносне частотне розстроювання частот генераторів відносно f_1 : δ_2 δ_3		
	1/64	1/64
	31/2048	31/2048
Чутливість (коефіцієнт перетворення) на точній, проміжній та грубій шкалах: S_1 S_{12} S_{123}		
	7,83 ел.град./мкм	0,569 ел.град/кут.сек.
	0,122 ел.град./мкм	0,0089 ел.град/кут.сек.
	0,0038 ел.град./мкм	0,0003 ел.град/кут.сек.

2.2. Фізико-математичне моделювання акустoeлектронних перетворювачів переміщень та швидкості з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль

У даному підрозділі представлено результати розробки фізико-математичних моделей первинних перетворювачів лінійних та кутових переміщень на основі використання фазового набігання на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу (хвилеводу) електричного поля хвильового потоку у вигляді суперпозиції 3-х поверхневих акустичних хвиль з різними частотами, що приймаються безконтактним ПАХ-приймачем.

Запропоновано та теоретично обґрунтовано метод вимірювання кутової швидкості з використанням ефекту Доплера при обертанні безконтактного ПАХ-приймача в електричному полі поверхневої акустичної хвилі, що поширюється на поверхні кільцевого п'єзоелектричного хвилеводу.

Запропоновані та досліджені фізико-математичні моделі первинних перетворювачів лінійних, кутових переміщень та швидкості дозволяють обґрунтовувати вимоги до конструктивних та електричних параметрів перетворювачів в залежності від заданих метрологічних характеристик.

2.2.1. Фізико-математична модель 3-х частотного перетворювача лінійних переміщень з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль

Найбільш простим і ефективним методом збудження та приймання поверхневих акустичних хвиль є використання елементів зв'язку, відомих під назвою зустрічно-штирових перетворювачів. Зустрічно-штировий перетворювач ПАХ запропонований доволі давно, але повний математичний опис його роботи в акустoeлектронних пристроях не знайдено із-за складності другорядних явищ, що виникають в процесі збудження, поширення та приймання ПАХ. У відомих моделях еквівалентних схем, імпульсній моделі,

моделях Δ -джерел, спектрального зважування, просторових гармонік опис роботи пристроїв на ПАХ проводиться з деяким наближенням [154–159]. Тому, часто спочатку розрахунок ЗШП до визначення топології ведеться по одній моделі, а потім уточняється із застосуванням інших моделей, що ураховують ефекти другого порядку. Всі ці моделі розглядають ЗШП, що сформований на поверхні звукопроводу. Безпосереднє використання цих моделей для опису роботи перетворювача переміщень та швидкості неможливо, тому що при розробці фізико-математичної моделі у цьому випадку необхідно задавати параметри, які характеризують конструктивні особливості безконтактного ПАХ-приймача та положення кожного його електрода відносно поверхні п'єзоелектричного звукопроводу (хвильовода).

Найбільш доцільним представляється побудова фізико-математичних моделей первинних перетворювачів переміщень та швидкості на основі моделі Δ -джерел із урахуванням наявності рухомого безконтактного ПАХ-приймача, тому що вона дозволяє знайти функціональні залежності вихідних характеристик перетворювача від положення кожного Δ -джерела (електрода) приймача відносно акустичного потоку, що поширюється на п'єзоелектричній поверхні звукопроводу (хвильовода).

У моделі Δ -джерел електроди ЗШП вважаються дискретними джерелами акустичної або електромагнітної енергії, які описуються Δ -функціями, заданими на краях кожного електрода [156–158]. Для спрощення розрахунків два джерела однакової полярності, що належать одному електроду або зазору, об'єднують в одне, розташоване в центрі електроду або зазору. Залежно від значення коефіцієнта електромеханічного зв'язку в реальних п'єзоелектриках переважає тангенціальна або нормальна складові електричного поля. Тому можна вважати, що поверхнева акустична хвиля в п'єзоелектриках зі слабким зв'язком (кварц SiO_2) збуджується гармонічними джерелами, розташованими в центрах зазорів ЗШП, а в п'єзоелектриках з сильним зв'язком (ніобат літію LiNbO_3 , германат вісмуту $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$, оксид цинку ZnO , нітрид алюмінію AlN , п'єзокераміка системи

ЦТС) - джерелами, розташованими в центрах електродів зустрічно-штирового перетворювача.

Знак сумарного Δ -джерела визначається знаком електричного поля в k -му зазорі або під k -м електродом, а фаза – координатою центра зазору або електроду.

Параметри матеріалів, що використовуються в якості звукопроводів, для пристроїв на поверхневих акустичних хвилях представлені в [160–162].

Топологічна схема 3-х частотного первинного перетворювача лінійних переміщень з безконтактним ПАХ-приймачем представлена на рис. 2.3.

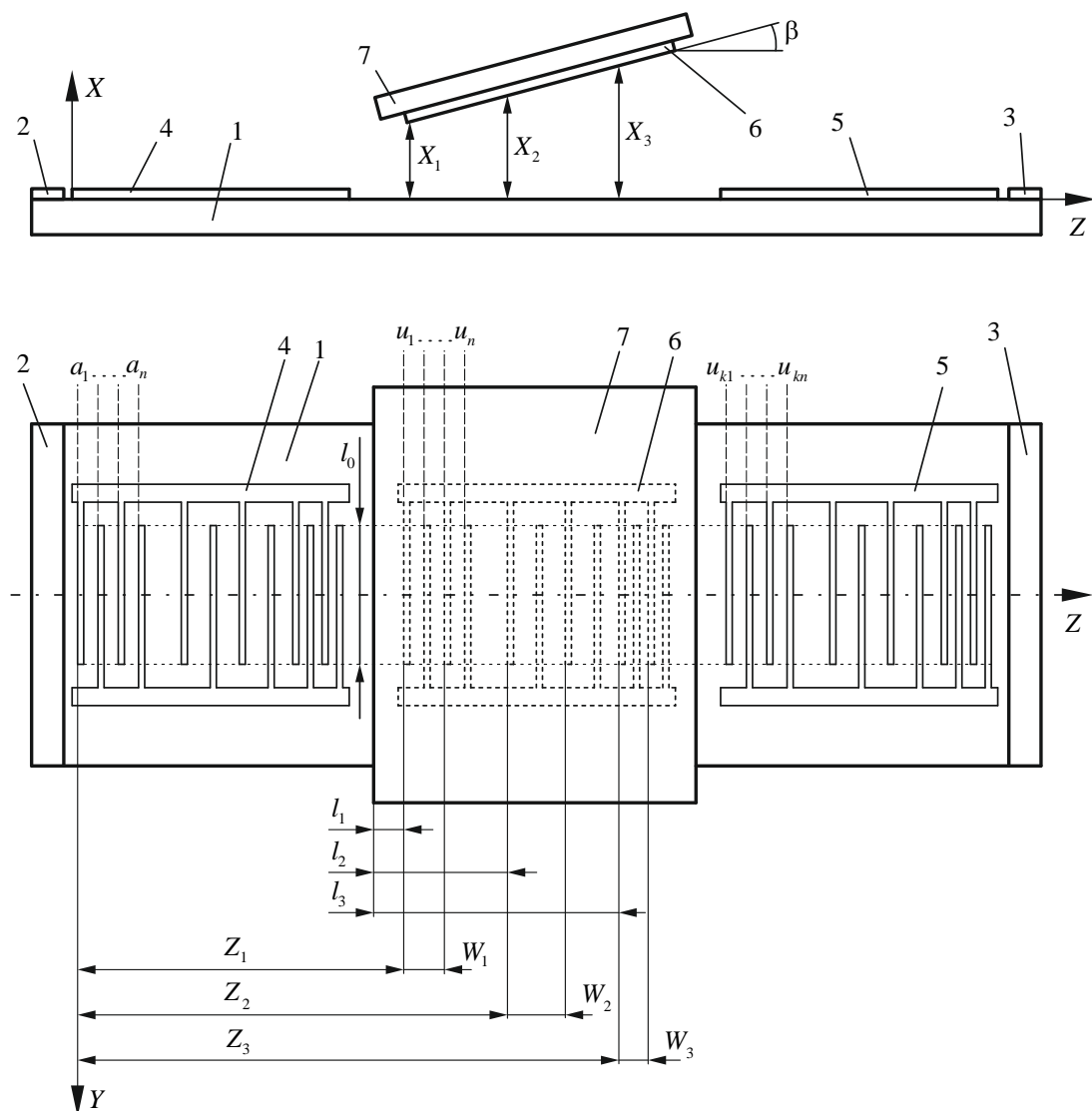


Рис. 2. 3. Топологічна схема 3-х частотного первинного перетворювача лінійних переміщень з безконтактним ПАХ-приймачем: 1 – 5 – модуль на основі п'єзоелектричного звукопроводу; 6 , 7 – ПАХ-приймач

При розробці моделі ПП лінійних переміщень з безконтактним ПАХ-приймачем використано наступну систему параметрів [163–165]:

- центральні частоти генераторів f_i , відносне частотне розстроювання другого та третього генераторів відносно частоти першого генератора відповідно позначаються δ_2 та δ_3 ;
- короткочасна нестабільність частоти генераторів δ ;
- періоди зустрічно-штирових перетворювачів відповідно дорівнюють довжинам поверхневих акустичних хвиль, тобто $W_i = \lambda_i$;
- кількість електродів вхідного і контрольного ЗШП N та ЗШП приймача ПАХ M ;
- коефіцієнт згасання ПАХ при поширенні по поверхні звукопроводу α_0 ;
- коефіцієнт дисперсії фазової швидкості ПАХ під приймачем α ;
- кут нахилу рухомого ПАХ-приймача відносно поверхні звукопроводу β ;
- нормований зазор між поверхнею звукопроводу та ЗШП ПАХ-приймача X_i/λ_i ;
- початкова нормована відстань від вхідного ЗШП до ЗШП ПАХ-приймача Z_i/λ_i .

Первинний 3-х частотний первинний перетворювач на ПАХ лінійних переміщень (рис. 2.3) містить п'єзоелектричний звукопровід 1 з поглиначами ПАХ 2 і 3, необхідних для створення режиму біжучих хвиль, вхідним 4 та контрольним 5 ЗШП, сформованими на поверхні звукопроводу, над яким на відстані не більшій довжини хвилі переміщується ПАХ-приймач, виконаний у вигляді ЗШП 6, сформованого на діелектричній підкладці 7.

До зустрічно-штирових перетворювачів 4 і 5 та ЗШП 6 ПАХ-приймача висуваються наступні вимоги:

- ефективне збудження та приймання ПАХ на заданих трьох частотах f_i ;
- компенсація похибок вимірювання із-за неоднорідності звукопроводу і

конструкторсько-технологічних неточностей виготовлення, що вимагає застосування ЗШП приймача із значною кількістю електродів.

Ці вимоги необхідно узгодити, тому що збільшення числа електродів ЗШП призведе до звуження амплітудно-частотної характеристики.

Для збудження та приймання ПАХ доцільно застосувати еквідистантні секційні ЗШП, секції яких мають просторові періоди електродів $W_i = \lambda_i$, де $\lambda_i = V/f_i$; λ_i – довжини хвиль на частотах f_i .

Вхідний сигнал у вигляді суперпозиції трьох електричних сигналів $u_i^{\text{вх}} = U_i^{\text{вх}} \exp j(2\pi f_i t + \Psi_i^0)$ поступає на вхідний ЗШП і збуджує за рахунок зворотного п'єзоефекту біжучі ПАХ, що поширюються вздовж звукопроводу. Поверхневі акустичні хвилі, що збуджуються вхідним ЗШП на частотах f_i , можна представити як суму акустичних хвиль a_k , що генеруються кожним дискретним Δ -джерелом синфазно для відповідної частоти.

Нехтуючи ефектом кінцевої ширини електродів, у разі рівності ширини електрода і зазору, за якої ефективність ЗШП максимальна, і кількості електродів $N \gg 1$, поверхневу акустичну хвилю, що збуджується вхідним ЗШП, у точці з координатою Z_i на основі моделі дискретних Δ -джерел можна подати у вигляді [163–165]:

$$a_i = \sum_{k=1}^N a_k = A_i \sum_{k=1}^N \exp(j\Psi_i^k), \quad (2.21)$$

де $A_i = A_{mi} \exp j(2\pi f_i t + \Psi_i^0 + \Psi_i^L)$; $A_{mi} = \gamma_{\text{вх}} \gamma_i U_i^{\text{вх}}$ – амплітуда ПАХ на частотах f_i ; $\gamma_{\text{вх}}$ – коефіцієнт електромеханічного перетворення електричного сигналу в ПАХ; γ_i – коефіцієнт, який враховує втрати на дифракцію і поширення хвилі до точки звукопроводу з координатою Z_i (у першому наближенні γ_i можна апроксимувати функцією $\gamma_i = \exp(-\alpha_0 Z_i)$, де $\alpha_0 (\text{м}^{-1})$ – стала згасання ПАХ на поверхні звукопроводу [161]; $\Psi_i^L = -2\pi(1-\delta)(Z_i + \alpha l_i)/\lambda_i$; $\delta \approx 10^{-7} \div 10^{-8}$ – частотне розстроювання, що виникає в результаті нестабільності частоти

генераторів; $\lambda_i = V/f_i$; V та λ_i – фазова швидкість і довжина ПАХ на частотах f_i ; Z_i – координата першого Δ -джерела секції ПАХ-приймача з періодом електродів $W_i = \lambda_i$; α – коефіцієнт дисперсії фазової швидкості хвиль під приймачем ПАХ, залежний від фізичних характеристик матеріалу звукопроводу, конструктивних параметрів і величини зазору X між поверхнею звукопроводу та приймачем, при $X_i/\lambda_i \geq 0,1$ можна прийняти $\alpha \approx 0$ [166]; l_i – відстань від краю підкладки приймача до першого Δ -джерела відповідної секції рухомого безконтактного ПАХ-приймача; N – кількість електродів у кожній секції вхідного ЗШП; Ψ_i^k – додатковий фазовий зсув, що вноситься Δ -джерелами з номером k , розташованим на відстані $Z_i^k = 0,5(k-1)W_i$ від початку відповідної секції вхідного ЗШП, визначається співвідношенням:

$$\Psi_i^k = \frac{2\pi}{\lambda_i}(1-\delta)Z_i^k - (k-1)\pi = -(k-1)\pi\delta. \quad (2.22)$$

Підсумовуючи у рівнянні (2.21) з урахуванням (2.22), отримаємо комплексний коефіцієнт передачі вхідного ЗШП при малих частотних розстроюваннях ($\delta \ll 1$):

$$\bar{K}_i^{\text{BX}} = \bar{F}_i^{\text{BX}} K_i^{\text{BX}} \exp(j\Psi_i^{\text{BX}}), \quad (2.23)$$

де K_i^{BX} та Ψ_i^{BX} – відповідно модуль і аргумент коефіцієнта передачі вхідного ЗШП на частотах f_i ідеального перетворювача ($\delta = 0$; $\alpha = \alpha_0 = 0$; $W_i = \lambda_i$), що визначаються співвідношеннями:

$$K_i^{\text{BX}} = \gamma_{\text{BX}} N; \quad (2.24)$$

$$\Psi_i^{\text{BX}} = -\frac{2\pi}{\lambda_i} Z_i; \quad (2.25)$$

\bar{F}_i^{BX} – комплексний коефіцієнт похибки, який можна представити у вигляді:

$$\bar{F}_i^{\text{BX}} = F_i^{\text{BX}} \exp(j\varphi_i^{\text{BX}}), \quad (2.26)$$

де $F_i^{\text{вх}}$ і $\varphi_i^{\text{вх}}$ – модуль і аргумент коефіцієнта похибки, що визначаються наступним чином:

$$F_i^{\text{вх}} = \gamma_i \frac{\sin(N\pi\delta/2)}{(N\pi\delta/2)}; \quad (2.27)$$

$$\varphi_i^{\text{вх}} = \left[-(N-1)\frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{\lambda_i}(Z_i + \alpha l_i) \right] \delta. \quad (2.28)$$

Співвідношення (2.26)÷(2.28) дозволяють визначати коефіцієнт похибки в залежності від нестабільності частоти генератора δ , початкових координат рухомого ПАХ-приймача Z_i та l_i , згасання хвилі α_0 та дисперсії фазової швидкості хвилі α .

Електромагнітний зв'язок ПАХ з ЗШП приймача здійснюється через зазор і є слабким, тому перевипромінюванням хвиль приймачем можна нехтувати. Тому кількість електродів M кожної секції приймача може бути досить велика і визначається із умови $M < 1/\delta_H$, де δ_H – відносний частотний діапазон для налаштування на розрахункові частоти f_i . Результати досліджень [62–64] показали, що необхідно очікувати $\delta_H < 5 \cdot 10^{-3}$, тоді $M < 200$, тобто приймач може бути розподілений і здійснювати приймання ПАХ на значній ділянці звукопроводу, що дозволяє зменшити вплив його неоднорідностей. При $\delta_{2,3} \gg \delta_H$ можна нехтувати вкладом у вихідний сигнал приймача будь-якої частоти f_i за рахунок бічних пелюсток амплітудно-частотних характеристик інших секцій ЗШП приймача. Тоді, із урахуванням експоненціального убуття потенціалу електричного поля хвилі від відстані X_i до поверхні п'єзоелектричного звукопроводу $\varphi = \varphi_0 \exp(-2\pi X_i/\lambda_i)$ [156–158, 167], де φ_0 – потенціал електричного поля на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу, і положення приймача під кутом β до поверхні звукопроводу таким чином, щоб фронт ПАХ залишався паралельним електродам ЗШП приймача, а також дисперсії фазової швидкості хвилі під приймачем α [166], електричний сигнал

u , що індуктується у приймачі, можна представити, як суму електричних сигналів $u_i^{\text{вих}}$ з частотами f_i , кожний з яких є сумою сигналів u_i^q , що створюються в кожному Δ -джерелі ЗШП відповідної секції приймача, проекція яких має координату Z_i^q від початку Z_i секцій з періодом W_i , тобто [163]:

$$u_i^{\text{вих}} = \gamma_{\text{вих}} a_i \exp[E_i + jT_i] \sum_{q=1}^M \exp[Q_i^q + j\Psi_i^q], \quad (2.29)$$

де $\gamma_{\text{вих}}$ – коефіцієнт електромеханічного перетворення ПАХ безконтактним ПАХ-приймачем при $X_i = 0$;

$$E_i = -\alpha_0(Z_1 + Z) - \alpha_{\Delta} \frac{2\pi}{\lambda_i} (1 + \alpha)(1 - \delta) X_i;$$

$$T_i = -\frac{2\pi}{\lambda_i} (1 - \delta) Z;$$

$$Q_i^q = -\alpha_0 Z_i^q - \alpha_{\Delta} \frac{2\pi}{\lambda_i} (1 + \alpha)(1 - \delta) X_i^q;$$

$$\Psi_i^q = -(q-1)\pi[(1 + \alpha)(1 - \delta)\cos\beta - 1];$$

$$Z_i^q = 0,5(q-1)W_i \cos\beta;$$

$$X_i^q = 0,5(q-1)W_i \sin\beta;$$

X_i і X_i^q – величина зазору першого Δ -джерела секції з періодом W_i і приріст зазору для q -го джерела вказаної секції; $\gamma_{\text{вих}}$ – коефіцієнт перетворення ПАХ в електричний сигнал при $X = X_i + X_i^q = 0$; α_{Δ} – параметр узгодження, який залежить від вхідного опору підсилювального блоку, коефіцієнта зв'язку ЗШП приймача з хвилею і приймає значення $1,0 \div 1,5$; Z – величина переміщення ПАХ-приймача; M – кількість електродів секції приймача; q – номер Δ -джерела (електрода) в секції.

Використовуючи співвідношення (2.21) та (2.29), комплексний коефіцієнт передачі ПАХ-приймача можна представити у вигляді:

$$\bar{K}_i^{\text{вих}} = \bar{F}_i^{\text{вих}} K_i^{\text{вих}} \exp(j\Psi_i^{\text{вих}}), \quad (2.30)$$

де $K_i^{\text{вих}}$ та $\Psi_i^{\text{вих}}$ – модуль і аргумент коефіцієнта передачі ПАХ-приймача ідеального перетворювача лінійних переміщень ($\alpha_0 = \alpha = \beta = \delta = 0$; $\alpha_\Delta = 1$), що визначаються як:

$$K_i^{\text{вих}} = \gamma_{\text{вих}} M \exp\left[-\frac{2\pi}{\lambda_i} X_i\right]; \quad (2.31)$$

$$\Psi_i^{\text{вих}} = -\frac{2\pi}{\lambda_i} Z; \quad (2.32)$$

$\bar{F}_i^{\text{вих}}$ – комплексний коефіцієнт похибки ПАХ-приймача, що виникає в результаті згасання хвилі при поширенні по звукопроводу (α_0), дисперсії фазової швидкості (α), непаралельного до поверхні звукопроводу положення приймача (β), нестабільності частоти генератора (δ) та неузгодження вихідного імпедансу ПАХ-приймача з підсилювальним блоком α_Δ , який представляється у вигляді:

$$\bar{F}_i^{\text{вих}} = \bar{F}_i^\mu \bar{F}_i^\chi = F_i^{\text{вих}} \exp(j\varphi_i^{\text{вих}}), \quad (2.33)$$

де $\bar{F}_i^\mu = F_i^\mu \exp(j\varphi_i^\mu)$; $\bar{F}_i^\chi = F_i^\chi \exp(j\varphi_i^\chi)$;

$F_i^{\text{вих}}$ та $\varphi_i^{\text{вих}}$ – модуль та аргумент коефіцієнта похибки ПАХ-приймача:

$$F_i^{\text{вих}} = F_i^\mu F_i^\chi; \quad (2.34)$$

$$\varphi_i^{\text{вих}} = \varphi_i^\mu + \varphi_i^\chi, \quad (2.35)$$

де $F_i^\mu = \exp\left[-\alpha_0(Z_1 + Z) + \alpha_\Delta \frac{2\pi X_i}{\lambda_i} \delta\right];$

$$F_i^\chi = \frac{1}{M} \sqrt{\frac{B_i}{C_i}}; \quad \varphi_i^\mu = -\frac{2\pi Z}{\lambda_i} \delta;$$

$$\varphi_i^\chi = \arctg D_i - \arctg Y_i;$$

$$B_i = 1 + \exp(2ML_i) - 2\exp(ML_i)\cos(MP_i);$$

$$C_i = 1 + \exp(2L_i) - 2\exp(L_i)\cos(P_i);$$

$$D_i = \frac{-\exp(ML_i)\sin(MP_i)}{1 - \exp(ML_i)\cos(MP_i)};$$

$$Y_i = \frac{-\exp(L_i)\sin(P_i)}{1 - \exp(L_i)\cos(P_i)};$$

$$L_i = -0,5\alpha_0 W_i \cos\beta - \alpha_\Delta \pi(1+\alpha)(1-\delta)\sin\beta;$$

$$P_i = -\pi[(1+\alpha)(1-\delta)\cos\beta - 1].$$

Комплексний коефіцієнт передачі первинного перетворювача лінійних переміщень з безконтактним ПАХ-приймачем на частоті f_i :

$$\bar{K}_i = \bar{K}_i^{\text{вх}} \bar{K}_i^{\text{вих}} = \bar{F}_i K_i \exp(j\Phi_i), \quad (2.36)$$

де K_i та Φ_i – модуль та аргумент коефіцієнта передачі ідеального перетворювача ($\alpha_0 = \alpha = \beta = \delta = 0$; $\alpha_\Delta = 1$), що визначаються наступним чином:

$$K_i = \gamma_{\text{вх}} \gamma_{\text{вих}} N M \exp\left(-\frac{2\pi}{\lambda_i} X_i\right); \quad (2.37)$$

$$\Phi_i = -\frac{2\pi}{\lambda_i}(Z_i + Z) = \Delta\Phi_i + 2\pi N_i + \Psi_i; \quad (2.38)$$

де $\Delta\Phi_i$ – початкові фази сигналів ПАХ-приймача на частотах f_i ; N_i – кількість довжин хвиль (число циклів фази) на відповідних частотах при переміщенні приймача на величину Z ; Ψ_i – дробні частки фазового набігання ПАХ на частотах f_i , що фіксуються фазометричними блоками, а результати вимірювання дозволяють визначати положення приймача в межах довжин хвиль λ_i .

Комплексний коефіцієнт похибки первинного перетворювача лінійних переміщень з безконтактним ПАХ-приймачем \bar{F}_i у співвідношенні (2.36) є добутком коефіцієнтів похибок $\bar{F}_i^{\text{вх}}$ і $\bar{F}_i^{\text{вих}}$, тобто:

$$\bar{F}_i = \bar{F}_i^{\text{вх}} \bar{F}_i^{\text{вих}} = F_i \exp(j\phi_i), \quad (2.39)$$

де F_i та ϕ_i – модуль і аргумент коефіцієнта похибки:

$$F_i = F_i^{\text{BX}} F_i^{\mu} F_i^{\chi}; \quad (2.40)$$

$$\varphi_i = \varphi_i^{\text{BX}} + \varphi_i^{\mu} + \varphi_i^{\chi}. \quad (2.41)$$

Використовуючи співвідношення (2.36)...(2.41), функцію перетворення перетворювача лінійних переміщень можна представити у вигляді:

$$\Phi = \Phi_i + \varphi_i. \quad (2.42)$$

Із співвідношень (2.36)...(2.42) при $\alpha = \alpha_0 = \beta = 0$, $\delta \neq 0$ та $\alpha_{\Delta} = 1$ отримаємо залежність комплексного коефіцієнта передачі від частоти:

$$\bar{K}_i^0 = K_i^{\delta} \cdot \exp(j\Phi_i^0), \quad (2.43)$$

де K_i^0 та Φ_i^0 – модуль (амплітудно-частотна характеристика) та аргумент (фазочастотна характеристика – функція перетворення) первинного перетворювача лінійних переміщень, що визначаються співвідношеннями:

$$K_i^{\delta} = \gamma_{\text{BX}} \gamma_{\text{ВНХ}} N M S_{\delta} \exp \left[- \frac{2\pi}{\lambda_i} (1-\delta) X_i \right]; \quad (2.44)$$

$$\Phi_i^0 = - (N-1) \frac{\pi}{2} \delta + (M-1) \frac{\pi}{2} \delta - \frac{2\pi}{\lambda_i} (1-\delta) (Z_i + Z), \quad (2.45)$$

$$\text{де } S_{\delta} = \frac{\sin(0,5N\pi\delta)}{(0,5N\pi\delta)} \cdot \frac{\sin(0,5M\pi\delta)}{(0,5M\pi\delta)}.$$

На рис. 2.4, а представлено теоретичні нормовані амплітудно-частотні характеристики (2.44), а на рис. 2.4, б функції перетворення при $\delta=0$ (2.45) 3-х частотного первинного перетворювача лінійних переміщень при:

$N=M=128$; $Z_i/\lambda_i = 100$; $f_1 = 70,62 \text{ МГц}$ (графіки 1); $f_2 = f_1(1-\delta_2)$, $\delta_2 = 1/64$ (графіки 2); $f_3 = f_1(1+\delta_3)$, $\delta_3 = 31/2048$ (графіки 3) [163].

При дослідженні перетворювачів переміщень було виявлено, що приймач ПАХ повинен переміщуватися таким чином, щоб не виникала дисперсія фазової швидкості хвилі під приймачем, тобто при $\alpha \approx 0$, що можливо при відносному зазорі між приймачем і поверхнею звукопровода $X_i/\lambda_i \geq 0,1$ і малих кутах нахилу приймача $\beta \leq 10^{-3}$ [166].

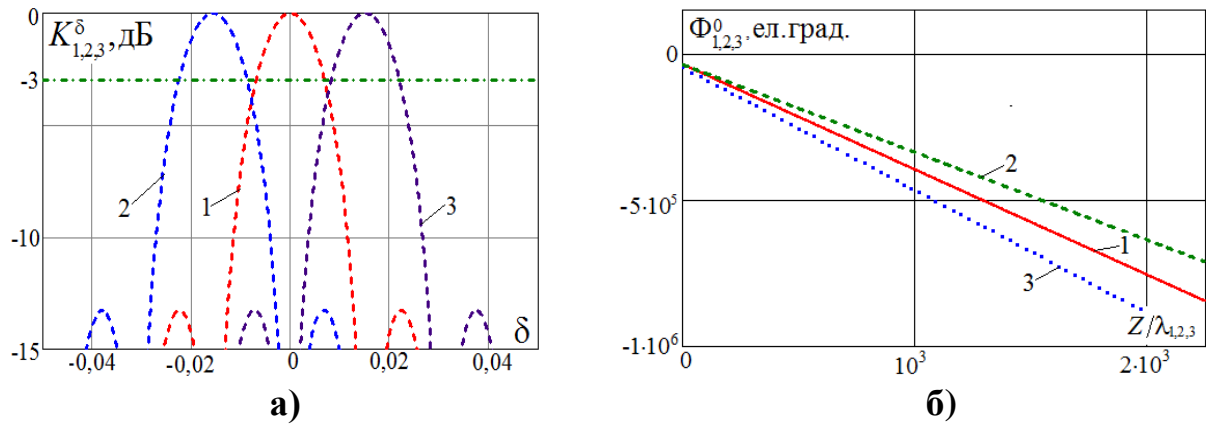


Рис. 2.4. Теоретичні АЧХ (а) та функції перетворення (б)

3-х частотного первинного перетворювача лінійних переміщень

Доцільно дослідити похибки визначення переміщення приймача на точній шкалі, для формування якої використовуються результати вимірювання на частоті f_1 при $\alpha = 0$, $\delta \neq 0$, та малих кутах нахилу приймача відносно поверхні звукопроводу $\beta \ll 1$.

Використовуючи ряд наближень при $\beta \ll 1$, тобто $\sin \beta \approx \beta$ та $\cos \beta = 1 - \beta^2 / 2$, співвідношення (2.37)....(2.41) приймають вигляд:

$$K_1 = \gamma_{\text{вх}} \gamma_{\text{вих}} N M \exp \left[- \frac{2\pi X_1}{\lambda_1} \right]; \quad (2.46)$$

$$\Phi_1 = - \frac{2\pi}{\lambda_1} (Z_1 + Z) = \Delta \Phi_1 + 2\pi N_1 + \Psi_1; \quad (2.47)$$

$$F_1 = F_1^{\text{вх}} F_1^{\mu} F_1^{\chi}; \quad (2.48)$$

$$\varphi_1 = \varphi_1^{\text{вх}} + \varphi_1^{\mu} + \varphi_1^{\chi}, \quad (2.49)$$

$$\text{де } F_1^{\text{вх}} = \gamma_1 \sin \left(N \frac{\pi}{2} \delta \right) / N \frac{\pi}{2} \delta;$$

$$F_1^{\mu} = \exp \left[- \alpha_0 (Z_1 + Z) + \alpha_{\Delta} \frac{2\pi X_1}{\lambda_1} \delta \right];$$

$$F_1^{\chi} = \frac{1}{M} \sqrt{\frac{1 + \exp(2ML_1) - 2\exp(ML_1)\cos(MP_1)}{1 + \exp(2L_1) - 2\exp(L_1)\cos(P_1)}};$$

$$\varphi_1^{\text{вх}} = \left[- (N-1) \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi Z_1}{\lambda_1} \right] \delta; \quad \varphi_1^{\mu} = \frac{2\pi \delta}{\lambda_1} Z;$$

$$\varphi_1^{\chi} = \arctg \left[\frac{-\exp(ML_1)\sin(MP_1)}{1 - \exp(ML_1)\cos(MP_1)} \right] - \arctg \left[\frac{-\exp(L_1)\sin(P_1)}{1 - \exp(L_1)\cos(P_1)} \right];$$

$$L_1 = -\alpha_0 \frac{W_1}{2} - \alpha_\Delta \pi(1-\delta)\beta; \quad P_1 = \frac{\pi}{2}(2\delta + \beta^2).$$

На рис.2.5...2.8 представлено теоретичні залежності модуля F_1 (2.46) та аргумента φ_1 (2.47) коефіцієнта похибки від частотного розстроювання δ та діапазону вимірювання Z/λ_1 при $\alpha = 0$, $\alpha_\Delta = 1,0$, $N = M = 128$, $\lambda_1 = W_1 = 46$ мкм, $Z_1/\lambda_1 = 100$ при зазорі між приймачем та поверхнею п'єзоелектричного звукопроводу $X_1/\lambda_1 = 0,2$, кута нахилу приймача ПАХ β , коефіцієнта згасання ПАХ при поширенні α_0 [163].

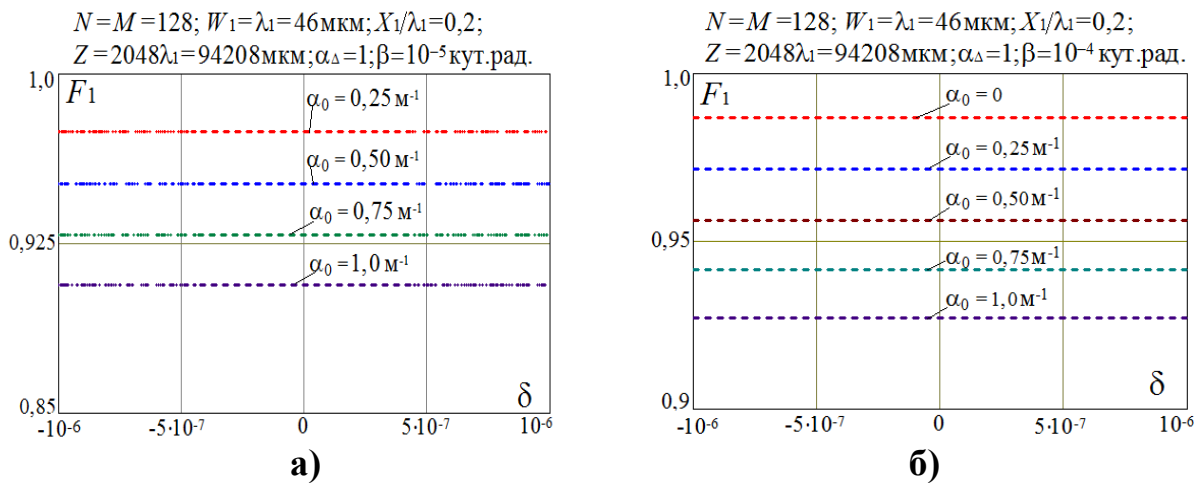


Рис. 2.5. Теоретичні частотні залежності модуля F_1 коефіцієнта похибки від нестабільності частоти δ : а – $\beta = 10^{-5}$ кут.рад.; б – $\beta = 10^{-4}$ кут.рад.

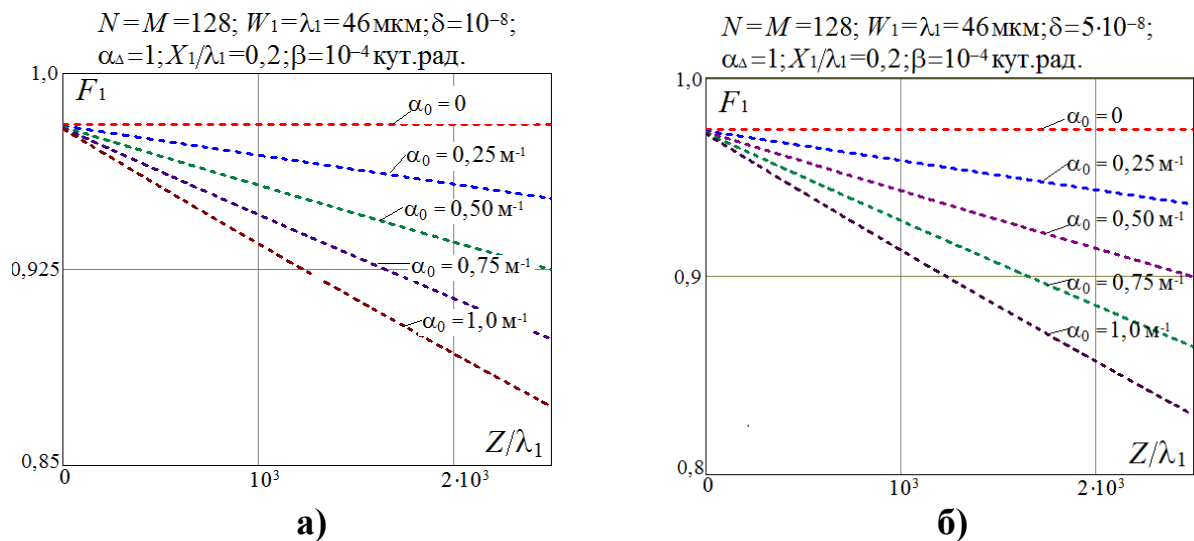


Рис. 2.6. Теоретичні залежності модуля F_1 коефіцієнта похибки від переміщення приймача ПАХ Z/λ_1 : а – $\delta = 10^{-8}$; б – $\delta = 5 \cdot 10^{-8}$

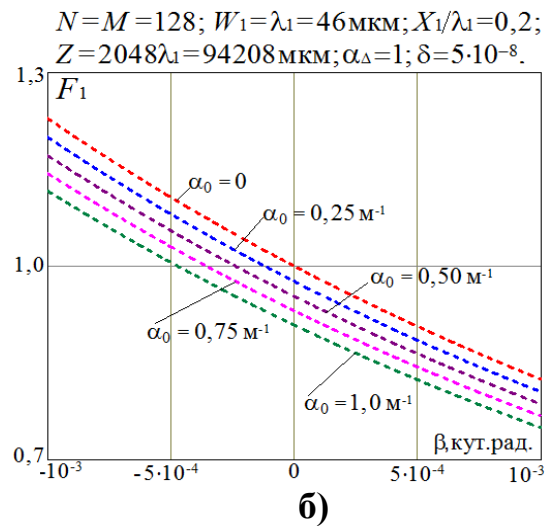
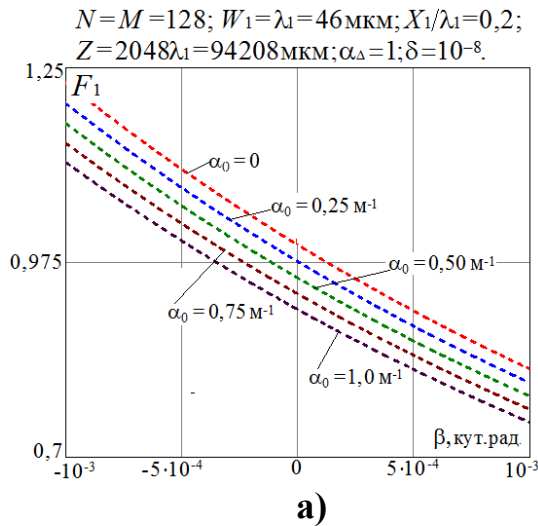


Рис. 2.7. Теоретичні залежності модуля F_1 коефіцієнта похибки від кута нахилу ПАХ-приймача β : а – $\delta=10^{-8}$; б – $\delta=5 \cdot 10^{-8}$

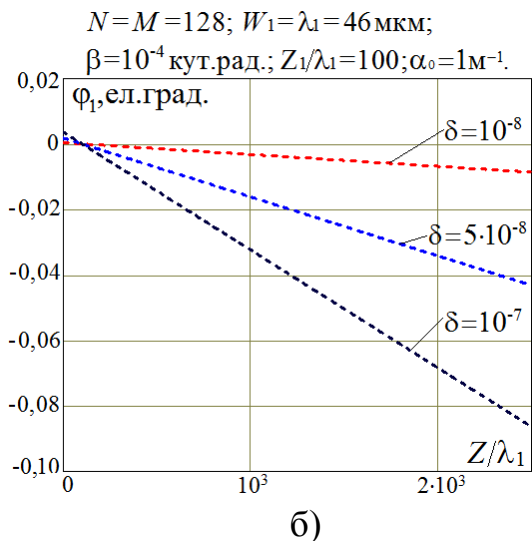
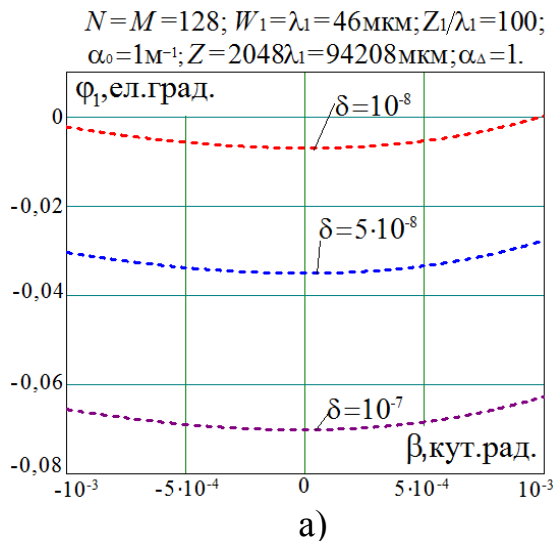


Рис. 2.8. Теоретичні залежності аргумента φ_1 коефіцієнта похибки від кута нахилу ПАХ-приймача β (а) та переміщення Z/λ_1 (б)

Із результатів теоретичних розрахунків випливає, що при нестабільності частоти генератора $\delta=10^{-8} \div 10^{-7}$, відносному зазорі $X/\lambda=0,1 \div 0,3$, коефіцієнті згасання $\alpha_0 \leq 1\text{ м}^{-1}$ та кута нахилу ПАХ-приймача $\beta \leq 10^{-3}$ кут.рад. модуль коефіцієнта похибки при заданих параметрах змінюється в інтервалі $F_1=0,7 \div 1,2$, а аргумент $\varphi_1 \approx 0 \div 0,07$ ел.град. Наприклад, при $\delta=10^{-8} \div 5 \cdot 10^{-8}$ та $\beta=\pm 10^{-3}$ кут.рад. теоретичне значення фазової похибки буде в інтервалі $\varphi_1=0,007 \div 0,04$ ел.град., що в 2,5 рази менше роздільної здатності промислових цифрових фазометрів типу Ф5126.

Аналіз математичної моделі, результатів чисельних розрахунків дають змогу сформулювати наступні вимоги до конструктивних та електричних параметрів первинного перетворювача лінійних переміщень з безконтактним ПАХ-приймачем:

- довжина поверхневої акустичної хвилі $\lambda = 30 \div 100$ мкм ;
- діапазон вимірюваних переміщень $Z/\lambda = 0 \div 2000$;
- кількість електродів ЗШП ПАХ-приймача $M < 200$;
- відносний зазор між приймачем і поверхнею звукопроводу $X/\lambda = 0,1 \div 0,3$;
- кут нахилу ПАХ-приймача відносно поверхні звукопроводу $\beta \leq 10^{-3}$ кут.рад. ;
- короткочасна нестабільність частоти генератора $\delta = 10^{-8} \div 10^{-7}$ за 1 с.

Таким чином, виконання цих вимог дозволяє створення 3-х частотного перетворювача для вимірювання лінійних переміщень в діапазоні $Z = 0 \dots 100$ мм при потенційних значеннях роздільної здатності і абсолютної похибки на точній шкалі, які сумірні с метрологічними параметрами індуктосинів, фотоелектричних перетворювачів та пристроїв на основі інтерферометрів та, на відміну від них, мають простішу конструкцію та значно менші масогабаритні показники.

2.2.2. Фізико-математична модель 3-х частотного перетворювача кутових переміщень з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль

На рис. 2.9 зображено функціональну схему 3-х частотного первинного перетворювача кутових переміщень з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль, що містить діелектричну пластину, на якій сформовано ПАХ-хвилевід 1 з рупорними концентраторами ПАХ 2, на яких сформовано вхідний 3 та контрольний 4 секційні зустрічно-штирові перетворювачі. Кільцевий п'єзоелектричний хвилевід 5 з радіусом R сформовано відносно

хвильоводу 1 на відстані $d \ll \lambda_i$, де λ_i – довжина ПАХ в кільцевому хвильоводі на частоті f_i .

Над кільцевим хвильоводом на відстані $X_i < \lambda_i$, обертається безконтактний ПАХ-приймач у вигляді кільцевого секційного ЗШП 6 на діелектричному диску 7 з просторовими періодами електродів $W_i = \lambda_i$, секції якого розподілені по колу радіусу R , а $i = 1, 2, 3$.

Розподілена конструкція приймача дозволяє приймати сигнали на частотах f_i з компенсацією похибок, що виникають в результаті неоднорідності ПАХ-хвильоводу, торцевого та радіального биття ПАХ-приймача.

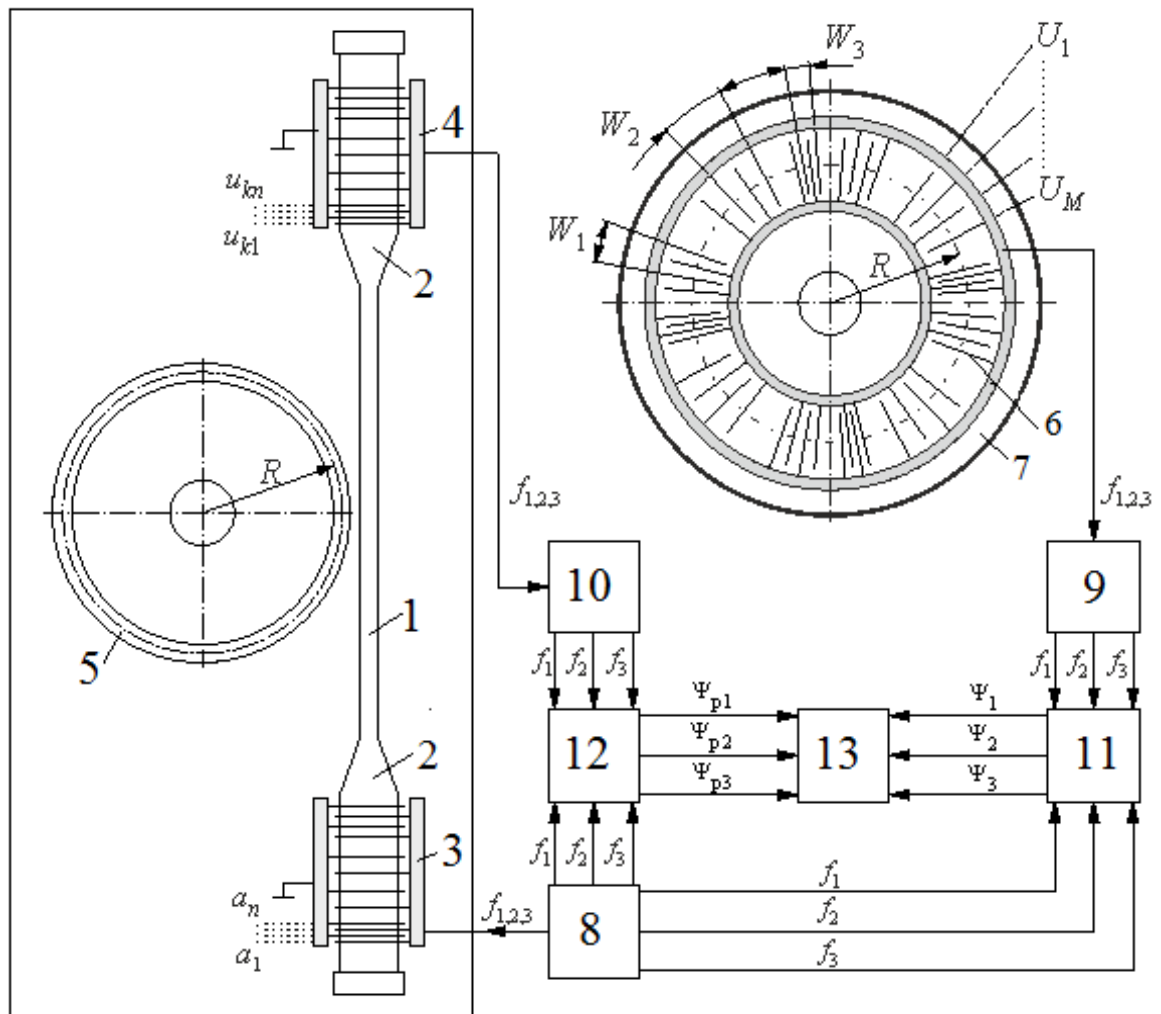


Рис. 2.9. Функціональна схема 3-х частотного перетворювача кутових переміщень з безконтактним ПАХ-приймачем

У перетворювачі кутових переміщень в якості п'єзоелектричного звукопроводу доцільно використовувати плівковий хвилевід на основі п'єзоелектричних плівок оксиду цинку ZnO або нітрид алюмінію AlN, топографічний хвилевід на основі п'єзоелектричної кераміки ЦТС, щілинний хвилевід на основі тих же матеріалів [168–170].

При розробці моделі первинного перетворювача кутових переміщень використано наступну систему параметрів [171, 172]:

- центральні частоти генераторів f_i , відносне частотне розстроювання другого та третього генераторів відносно частоти першого генератора відповідно позначаються δ_2 та δ_3 ;
- короткочасна нестабільність частоти генераторів δ ;
- періоди зустрічно - штирових перетворювачів відповідно дорівнюють довжинам ПАХ, тобто $W_i = \lambda_i$;
- кількість електродів вхідного і контрольного ЗШП N та ЗШП секції ПАХ- приймача M для кожної частоти f_i ;
- коефіцієнт згасання ПАХ на поверхні кільцевого хвилеводу α_0 ;
- коефіцієнт дисперсії фазової швидкості поверхневої акустичної хвилі під ПАХ - приймачем α ;
- коефіцієнт компресії рупорного концентратора ПАХ γ_k ;
- торцеве биття приймача відносно поверхні ПАХ - хвилеводу β ;
- ексцентриситет приймача відносно кільцевого ПАХ- хвилеводу σ ;
- початкова нормована відстань від вхідного ЗШП до ПАХ-приймача Z_i/λ_i ;
- нормований зазор між поверхнею кільцевого п'єзоелектричного хвилеводу та ЗШП ПАХ-приймача X_i/λ_i .

Вхідний сигнал у вигляді суперпозиції трьох електричних сигналів $u_i^{\text{BX}} = U_i^{\text{BX}} \exp j(2\pi f_i t + \Psi_i^0)$ поступає на вхідний ЗШП і збуджує поверхневі акустичні хвилі, що відгалужуються в кільцевий п'єзоелектричний хвилевід,

який є кільцевим резонатором біжучих хвиль і в якому відбувається синфазне сумування хвиль при виконанні умови [173, 174]:

$$2\pi R = N\lambda_i, \quad (2.50)$$

де R – середній радіус хвилеводу; λ_i – резонансні довжини ПАХ на частотах f_i ; N_i^0 – ціле число, режим резонансу досягається зміною частот генераторів.

Використовуючи (2.21), отримаємо співвідношення для ПАХ, що поступає на вхід кільцевого п'єзоелектричного хвилеводу [171]:

$$a_i = A_i \sum_{k=1}^N \exp(j\Psi_i^k), \quad (2.51)$$

де $A_i = A_{mi} \exp(j(2\pi f_i t + \Psi_i^0 + \Psi_i^L))$; $A_{mi} = \gamma_{\text{BX}} \gamma_k \gamma_p U_i^{\text{BX}}$ – амплітуда ПАХ на частотах f_i ; γ_{BX} – коефіцієнт електромеханічного перетворення електричного сигналу в ПАХ вхідним ЗШП; γ_k – коефіцієнт компресії акустичного потоку концентратором ПАХ; γ_p – коефіцієнт відгалуження акустичного потоку в кільцевий хвилевід; $\Psi_i^L = -2\pi(1-\delta)Z_i/\lambda_i$.

Використовуючи співвідношення (2.51) і враховуючи наявність кільцевого резонатора ПАХ, комплексний коефіцієнт передачі вхідного ЗШП з відрізком хвилеводу до початку відліку Z_i , що знаходиться в області резонатора, можна представити у вигляді:

$$\bar{K}_i^{\text{BX}} = \bar{F}_i^0 \bar{F}_i^{\text{BX}} K_i^{\text{BX}} \exp(j\Psi_i^{\text{BX}}), \quad (2.52)$$

де K_i^{BX} та Ψ_i^{BX} – модуль та аргумент коефіцієнта передачі вхідного ЗШП ідеального перетворювача, що визначаються співвідношеннями:

$$K_i^{\text{BX}} = \gamma_{\text{BX}} \gamma_k \gamma_p N; \quad (2.53)$$

$$\Psi_i^{\text{BX}} = -\frac{2\pi}{\lambda_i} Z_i; \quad (2.54)$$

\bar{F}_i^{BX} – комплексний коефіцієнт похибки, який можна представити у вигляді:

$$\bar{F}_i^{\text{BX}} = F_i^{\text{BX}} \exp(j\varphi_i^{\text{BX}}); \quad (2.55)$$

де F_i^{BX} і φ_i^{BX} – модуль і аргумент коефіцієнта похибки, що визначаються наступним чином:

$$F_i^{\text{BX}} = \frac{\sin(N\pi\delta/2)}{(N\pi\delta/2)}; \quad (2.56)$$

$$\varphi_i^{\text{BX}} = \left[-(N-1)\frac{\pi}{2} + \frac{2\pi Z_i}{\lambda_i} \right] \delta; \quad (2.57)$$

\bar{F}_i^0 – комплексний коефіцієнт резонансу, що визначається співвідношенням:

$$\bar{F}_i^0 = \sum_{m_0=1}^{M_0} \exp[(m_0-1)\tau_i]; \quad (2.58)$$

M_0 – кількість циклів проходження хвиль по кільцевому хвилеводу, які необхідно сумувати, визначаються сталою згасання ПАХ α_0 при поширенні в резонаторі та конструктивними параметрами хвилевода; τ_i – стала поширення ПАХ в резонаторі, яка визначається рівнянням [172]:

$$\tau_i = -2\pi R \left[\alpha_0 + j \frac{2\pi}{\lambda_i} (1+\alpha)(1-\delta) \right]. \quad (2.59)$$

При $\delta_{2,3} \ll \delta_H$, де δ_H – відносний частотний діапазон для налаштування на розрахункові частоти f_i , можна нехтувати вкладом у вихідний сигнал приймача сигналів за рахунок бічних пелюсток АЧХ сусідніх частот. Тоді, із урахуванням експоненціального убудування потенціалу електричного поля хвилі від нормованої відстані X_i/λ_i до поверхні п'єзоелектричного хвилеводу $\varphi = \varphi_0 \exp(-2\pi X_i/\lambda_i)$, де φ_0 – потенціал електричного поля на поверхні хвилеводу [156–158, 167], дисперсії фазової швидкості ПАХ під приймачем α [166], наявності торцевого биття, яке призводить до нахилу приймача на кут β (рис.2.10, а) відносно поверхні хвилеводу, що призводить до того, що робочою шкалою буде проекція кільцевого хвилеводу з ПАХ на

площину ПАХ-приймача, і ексцентриситету σ – відхилення вісі приймача відносно вісі хвильоводу (рис.2.10, б), який призводить до зміщення дискретних Δ -джерел приймача на кут φ_i^q , сигнал u , який індуктується в ПАХ-приймачі, можна представити як суму електричних сигналів $u_i^{\text{вих}}$ з частотами f_i , кожний з яких є сумою сигналів u_i^q , що виникають в кожному Δ -джерелі ПАХ-приймача відповідної секції, проекція яких на поверхню хвильоводу при $2d/R \ll 1$, де $2d$ – ширина хвильоводу, має координату Z_i^q від початку першої секції Z_i з періодом ЗШП W_i ПАХ-приймача [171]:

$$Z_i^q = R(\theta_i^q + \varphi_i^q), \quad (2.60)$$

де θ_i^q і φ_i^q – відповідно проекція кутового положення Δ -джерела приймача на поверхню кільцевого хвильоводу і кут зсуву Δ -джерела в результаті торцевого биття і ексцентриситету, що визначаються співвідношеннями:

$$\theta_i^q = \arctg \left[\tg(\theta_i^{q0})(\cos\beta) \right]; \quad (2.61)$$

$$\varphi_i^q = \arcsin \left(\frac{\sigma}{R} \sin \theta_i^q \right), \quad (2.62)$$

де θ_i^{q0} – кутове положення Δ -джерела при $\sigma = \beta = 0$:

$$\theta_i^{q0} = \frac{(2q-1)W_i}{4R} = \frac{(2q-1)\pi}{2N_i}. \quad (2.63)$$

Електричний сигнал, що індуктується в ПАХ-приймачі, можна представити у вигляді [165, 171]:

$$u_i^{\text{вих}} = \gamma_{\text{вих}} a_i \bar{F}_i^0 \sum_{q=1}^{M_s} \exp(E_i^q + jT_i^q), \quad (2.64)$$

де $\gamma_{\text{вих}}$ – коефіцієнт електромеханічного перетворення ПАХ безконтактним ПАХ-приймачем при $X = X_i + X_i^q = 0$;

$$E_i^q = -\alpha_0 Z_i^q - \alpha_{\Delta} \frac{2\pi}{\lambda_i} (1+\alpha)(1-\delta)(X_i + X_i^q);$$

$$T_i^q = -\frac{2\pi}{\lambda_i}(1+\alpha)(1-\delta)Z_i^q + \frac{\pi}{2}(2q-1);$$

$$X_i^q = R \sin \beta \sin Q_i^q;$$

X_i і X_i^q – відповідно величина зазору між першим Δ -джерелом секції з періодом W_i і поверхнею кільцевого хвилеводу та приріст зазору для q -го джерела вказаної секції; α_Δ – параметр узгодження, який залежить від вхідного опору підсилювального блоку, коефіцієнта зв'язку ЗШП приймача з хвилею і приймає значення 1,0...1,5; $M_\Sigma = PM$ – загальна кількість Δ -джерел приймача з періодом ЗШП W_i , які підлягають сумуванню; P – кількість секцій ЗШП приймача ПАХ кожної частоти; M – кількість Δ -джерел (електродів) однієї секції; q - номер Δ -джерела (електрода) в секції.

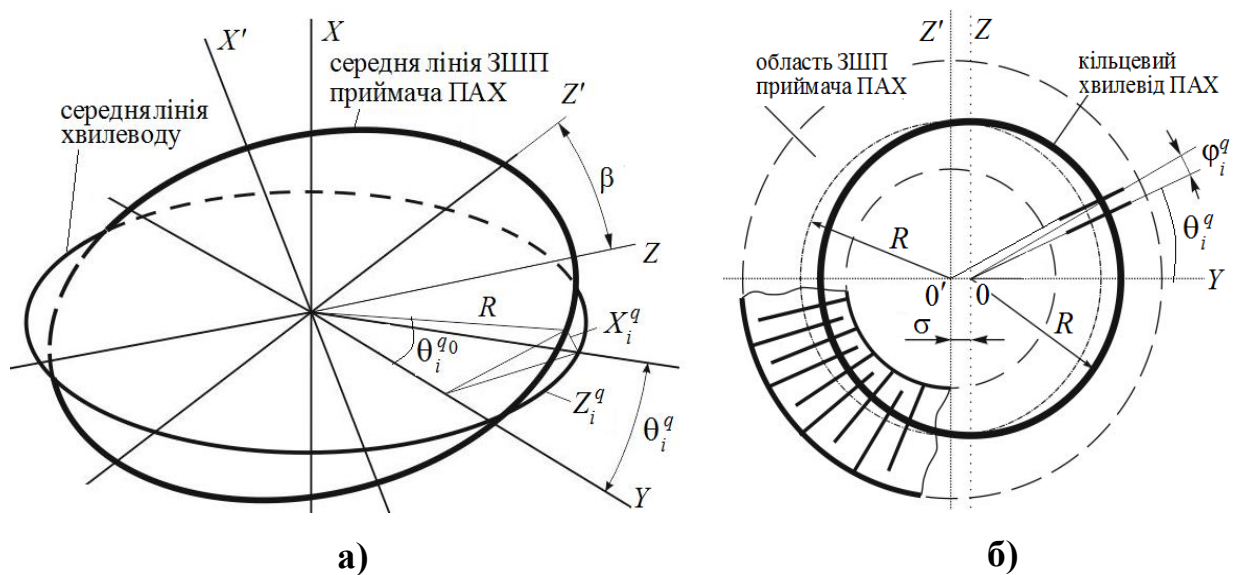


Рис.2.10. Схема урахування впливу торцевого биття (а) та ексцентриситету (б) на похибку вимірювання кутового переміщення

Таким чином, у співвідношенні (2.64) сумування виконується по тим дискретним Δ -джерелам приймача, які залишаються після проріджування в процесі формування секційного кільцевого ЗШП. Змінюючи номер першого Δ -джерела, з якого починається сумування, можна отримати залежність вихідного сигналу $u_i^{\text{вих}}$ від кутового положення приймача φ .

Використовуючи співвідношення (2.51) і (2.64), комплексний коефіцієнт передачі безконтактного ПАХ-приймача можна представити наступним співвідношенням:

$$\bar{K}_i^{\text{вих}} = \bar{F}_i^{\text{вих}} K_i^{\text{вих}} \exp(j\Psi_i^{\text{вих}}), \quad (2.65)$$

де $K_i^{\text{вих}}$ і $\Psi_i^{\text{вих}}$ – відповідно модуль і аргумент коефіцієнта передачі ПАХ-приймача ідеального перетворювача кутових переміщень ($\alpha = \alpha_0 = \delta = \beta = \sigma = 0$, $\alpha_\Delta = 1$), які визначаються наступними співвідношеннями:

$$K_i^{\text{вих}} = \gamma_{\text{вих}} M_\Sigma \exp\left(-\frac{2\pi X_i}{\lambda_i}\right); \quad (2.66)$$

$$\Psi_i^{\text{вих}} = -\frac{2\pi R\varphi}{\lambda_i}, \quad (2.67)$$

де φ – кут повороту приймача; $\bar{F}_i^{\text{вих}}$ – комплексний коефіцієнт похибки безконтактного ПАХ-приймача, яка виникає в результаті порушення режиму біжучих хвиль в кільцевому хвилеводі, згасання хвилі при поширенні (α_0), дисперсії фазової швидкості (α), нестабільності частот генераторів (δ), торцевого биття (β), ексцентриситета (σ) та неузгодження вихідного імпедансу ПАХ-приймача з фазометричним пристроєм α_Δ , який можна представити у вигляді:

$$\bar{F}_i^{\text{вих}} = \bar{F}_i^0 \bar{F}_i^\beta = F_i^{\text{вих}} \exp(j\varphi_i^{\text{вих}}), \quad (2.68)$$

де $\bar{F}_i^0 = \sum_{m_0=1}^{M_0} \exp[(m_0 - 1)\tau_i] = F_i^0 \exp(j\varphi_i^0);$

$$\bar{F}_i^\beta = \frac{1}{M_\Sigma} \sum_{q=1}^M \exp\left[E_i^q + \alpha_\Delta \frac{2\pi}{\lambda_1} (1 - \delta) X_i + jT_i\right] = F_i^\beta \exp(j\varphi_i^\beta);$$

$F_i^{\text{вих}}$ і $\varphi_i^{\text{вих}}$ – модуль і аргумент коефіцієнта похибки ПАХ-приймача, що визначаються співвідношеннями:

$$F_i^{\text{вих}} = F_i^0 F_i^\beta; \quad (2.69)$$

$$\varphi_i^{\text{вих}} = \varphi_i^0 + \varphi_i^\beta, \quad (2.70)$$

$$\text{де } F_i^0 = \sqrt{\frac{1 + \exp(2M_0\varepsilon_i) - 2\exp(M_0\varepsilon_i)\cos(M_0\nu_i)}{1 + \exp(2\varepsilon_i) - 2\exp(\varepsilon_i)\cos(\nu_i)}};$$

$$\varphi_i^0 = \arctg\left[\frac{-\exp(M_0\varepsilon_i)\sin(M_0\nu_i)}{1 - \exp(M_0\varepsilon_i)\cos(M_0\nu_i)}\right] - \arctg\left[\frac{-\exp(\varepsilon_i)\sin\nu_i}{1 - \exp(\varepsilon_i)\cos\nu_i}\right];$$

$$\varepsilon_i = -\alpha_0 2\pi R = -\alpha_0 \lambda_i N_i;$$

$$\nu_i = -2\pi N_i(1 - \delta).$$

Забезпечуючи виконання умови $X_i/\lambda_i \geq 0,1 \dots 0,15$, при якій дисперсія фазової швидкості незначна ($\alpha \approx 0$), та використовуючи ряд наближень ($\arctg(A + \eta) \approx \arctg A + \eta/(1 + A^2)$, $\arcsin \eta \approx \eta$, $\sin \eta \approx \eta$ та $\cos \eta = 1 - 0,5\eta^2$) при малих значеннях $\sigma/R \ll 1$ і $\beta \ll 1$, отримаємо формули для модуля та аргумента похибки \bar{F}_i^β , тобто:

$$F_i^\beta = \frac{S_\Sigma}{M_\Sigma} \exp(A^0); \quad \varphi_i^\beta = \arctg\left(\frac{S_\Sigma''}{S_\Sigma'}\right);$$

$$A^0 = \alpha_\Delta \frac{2\pi X_i}{\lambda_i} \delta; \quad S_\Sigma = \sqrt{(S_\Sigma')^2 + (S_\Sigma'')^2};$$

$$S_\Sigma' = \sum_{q=1}^M \exp(H_i^q) \cos(G_i^q); \quad S_\Sigma'' = \sum_{q=1}^M \exp(H_i^q) \sin(G_i^q);$$

$$H_i^q = -\frac{\alpha_0 \lambda_i}{4} (2q-1) + \frac{\alpha_0 N_i \lambda_i \beta^2}{8\pi} \sin(2Q_i^q) - [\alpha_0 \sigma - \alpha_\Delta N_i (1-\delta) \beta] \sin Q_i^q;$$

$$G_i^q = \frac{\pi}{2} \delta (2q-1) + \frac{N_i (1-\delta) \cdot \beta^2}{4} \sin(2Q_i^q) - \frac{2\pi}{\lambda_i} (1-\delta) l \sin Q_i^q.$$

Комплексний коефіцієнт передачі перетворювача кутових переміщень знаходиться як добуток коефіцієнтів передачі вхідного ЗШП та ПАХ-приймача, тобто:

$$\bar{K}_i = \bar{K}_i^{\text{вх}} \bar{K}_i^{\text{вих}} = \bar{F}_i K_i^0 \exp(j\Phi_i), \quad (2.71)$$

де K_i і Φ_i – модуль і аргумент (функція перетворення) коефіцієнта передачі ідеального перетворювача ($\alpha = \alpha_0 = \delta = \beta = \sigma = 0$, $\alpha_\Delta = 1$), які визначаються згідно співвідношень:

$$K_i^0 = \gamma_{\text{вх}} \gamma_{\text{вих}} \gamma_k \gamma_p N M_{\Sigma} \exp\left(-\frac{2\pi X_i}{\lambda_i}\right); \quad (2.72)$$

$$\Phi_i = -\frac{2\pi}{\lambda_i}(Z_i + R\varphi) = \Delta\Phi_i + 2\pi N_i + \Psi_i, \quad (2.73)$$

де $\Delta\Phi_i$ – початкові фази сигналів ПАХ-приймача на частотах f_i ; N_i – кількість довжин хвиль (кількість циклів фази) на відповідних частотах при переміщенні приймача на кут φ ; Ψ_i – дробні частки фазового набігання на частотах f_i , які фіксуються фазометричними пристроями і дозволяють визначати положення приймача ПАХ в межах кута λ_i / R .

Для дослідження амплітудно-частотних та фазочастотних характеристик доцільно розглянути випадок, коли $\delta \neq 0$, $M_0 = 1$, $\alpha = \alpha_0 = \beta = \sigma = 0$ та $\alpha_{\Delta} = 1$. При цьому співвідношення для комплексного коефіцієнта передачі приймає вигляд:

$$\bar{K}_i = K_i^{\delta} \exp(j\Phi_i); \quad (2.74)$$

$$K_i^{\delta} = \gamma_{\text{вх}} \gamma_{\text{вих}} \gamma_k \gamma_p N P M S_{\delta} \exp\left[-\frac{2\pi}{\lambda_i}(1-\delta)X_i\right], \quad (2.75)$$

$$\text{де } S_{\delta} = \frac{\sin(0,5N\pi\delta)}{0,5N\pi\delta} \cdot \frac{\sin(0,5M\pi\delta)}{0,5M\pi\delta} \cdot \frac{\sin(PM\pi\delta)}{M\pi\delta}.$$

При тих же параметрах і $\delta = 0$ отримаємо функцію перетворення ідеального перетворювача кутових переміщень для кожної частоти f_i :

$$\Phi_i^0 = -\frac{2\pi}{\lambda_i}(Z_i + R\varphi). \quad (2.76)$$

На рис.2.11 представлено теоретичні нормовані амплітудно-частотні характеристики (а) та функції перетворення (б) ідеального 3-х частотного первинного перетворювача кутових переміщень при $R = 2048\lambda_1/2\pi$ і $\lambda_1 = 46$ мкм: графіки 1 – $f_1 = 70,62$ МГц; графіки 2 – $f_2 = f_1(1-\delta_2)$, $\delta_2 = 1/64$; графіки 3 – $f_3 = f_1(1+\delta_3)$, $\delta_3 = 31/2048$ [171].

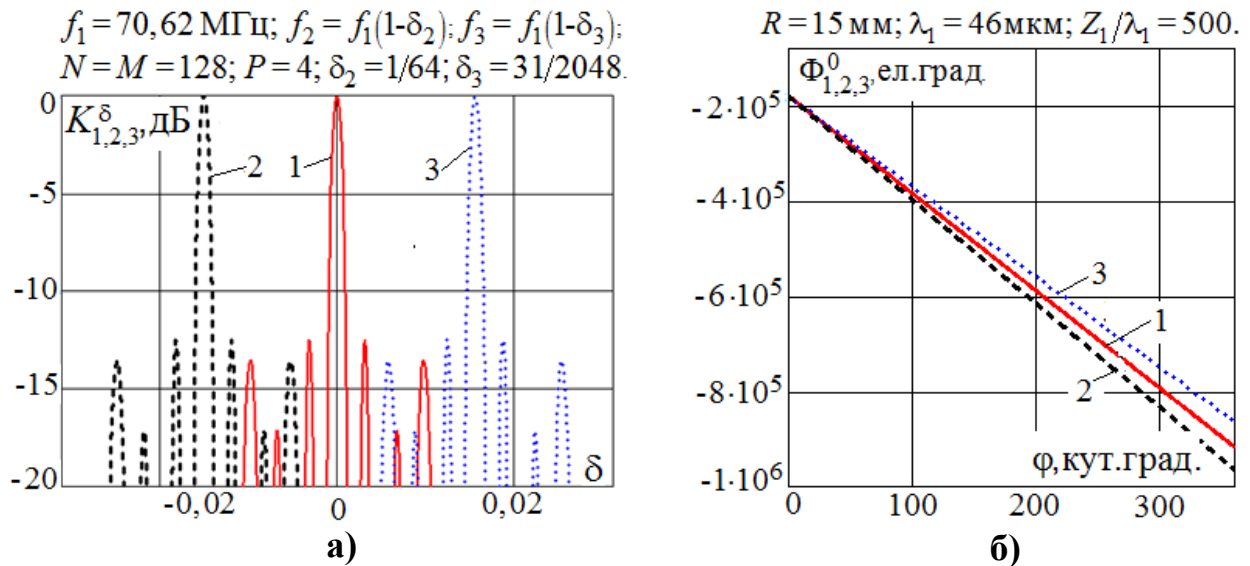


Рис. 2.11. Теоретичні амплітудно-частотні характеристики (а) та функції перетворення (б) 3-х частотного первинного перетворювача кутових переміщень з безконтактним ПАХ-приймачем

Комплексний коефіцієнт похибки перетворювача кутових переміщень \bar{F}_i в формулі (2.71) можна представити у вигляді добутку коефіцієнтів похибки вхідного ЗШП $\bar{F}_i^{\text{вх}}$ і ПАХ-приймача $\bar{F}_i^{\text{вих}}$, тобто:

$$\bar{F}_i = \bar{F}_i^{\text{вх}} \bar{F}_i^{\text{вих}} = F_i \exp(j\varphi_i), \quad (2.77)$$

де F_i і φ_i – модуль і аргумент коефіцієнта похибки перетворювача, що знаходяться згідно співвідношень:

$$F_i = F_i^{\text{вх}} F_i^0 F_i^{\beta}; \quad (2.78)$$

$$\varphi_i = \varphi_i^{\text{вх}} + \varphi_i^0 + \varphi_i^{\beta}. \quad (2.79)$$

Тоді функція перетворення перетворювача кутових переміщень приймає вигляд:

$$\Phi = \Phi_i + \varphi_i, \quad (2.80)$$

Для точної шкали при частоті $f_1 = 70,62 \text{ МГц}$ на рис. 2.12÷2.14 представлено теоретичні залежності модуля F_1 (2.78) та аргумента φ_1 (2.79) коефіцієнта похибки первинного перетворювача кутових переміщень від нестабільності частоти генератора δ при різних конструктивних параметрах [171].

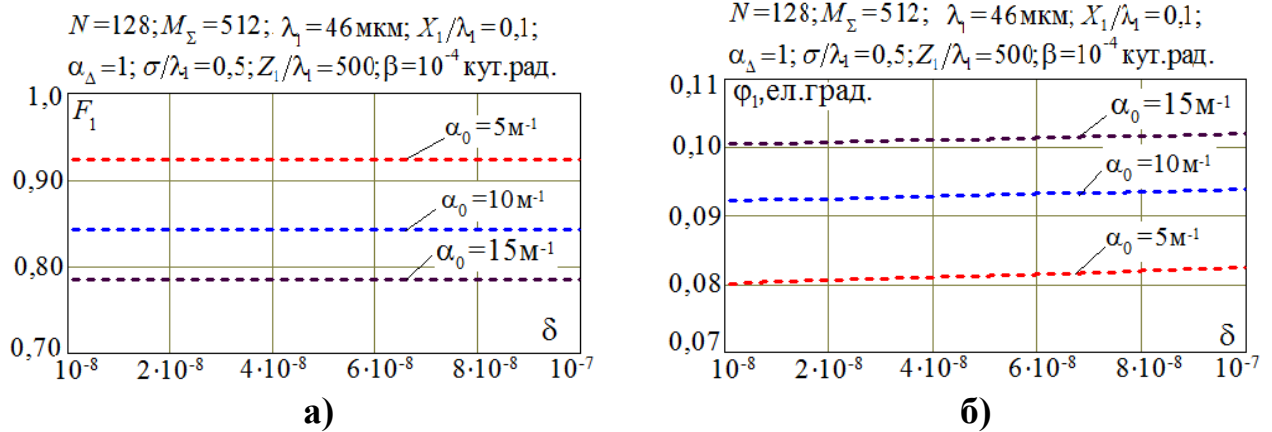


Рис. 2.12. Теоретичні залежності модуля F_1 (а) та аргумента φ_1 (б) коефіцієнта похибки ПАХ-перетворювача кутових переміщень від нестабільності частоти генератора δ при: $X_1/\lambda_1=0,1$, $\sigma/\lambda_1=0,5$, $\beta=10^{-4}$

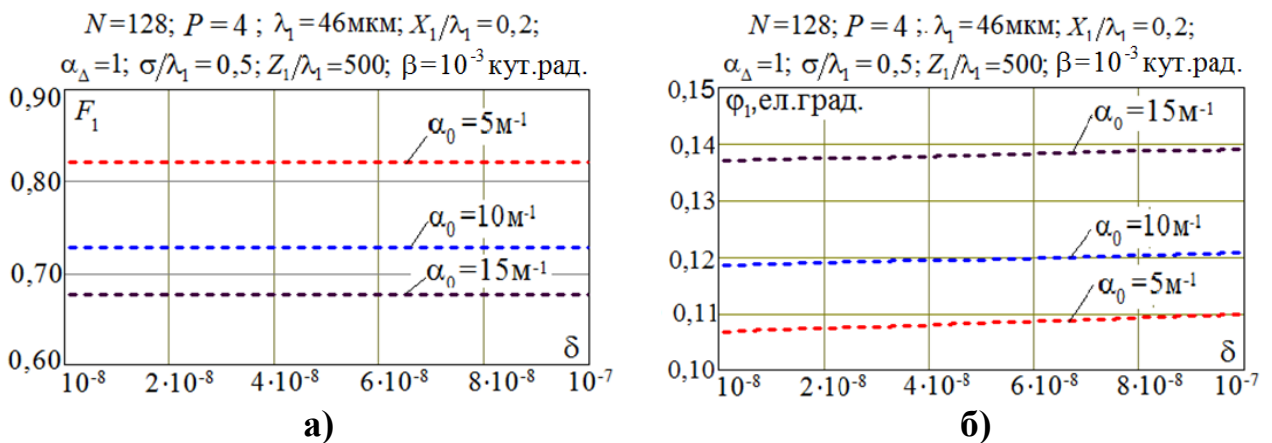


Рис. 2.13. Теоретичні залежності модуля F_1 (а) та аргумента φ_1 (б) коефіцієнта похибки ПАХ-перетворювача кутових переміщень від нестабільності частоти генератора δ при: $X_1/\lambda_1=0,2$, $\sigma/\lambda_1=0,5$, $\beta=10^{-3}$

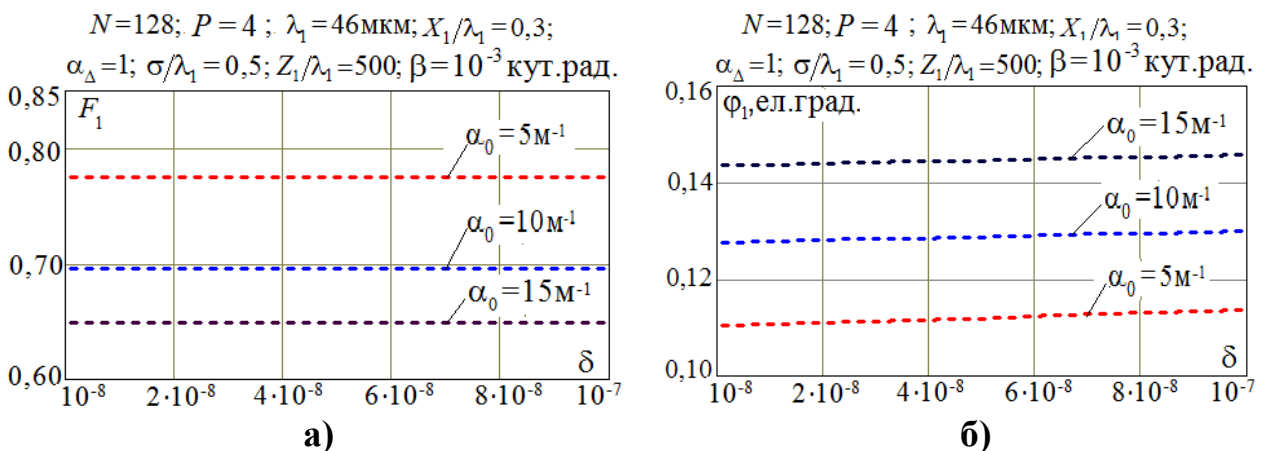


Рис. 2.14. Теоретичні залежності модуля F_1 (а) та аргумента φ_1 (б) коефіцієнта похибки ПАХ-перетворювача кутових переміщень від нестабільності частоти генератора δ при: $X_1/\lambda_1=0,3$, $\sigma/\lambda_1=0,5$, $\beta=10^{-3}$

Із результатів теоретичних розрахунків випливає, що при частотному розстроюванні в результаті нестабільності частоти генератора $\delta = 10^{-8} \div 10^{-7}$ модуль коефіцієнта похибки при заданих параметрах змінюється в інтервалі $F_1 = 0,65 \div 0,93$, а аргумент – $\varphi_1 = 0,08 \div 0,15$ ел.град.

Наприклад, при $\delta = 10^{-8} \div 10^{-7}$, $\beta = 10^{-3}$ кут.рад., $\sigma/\lambda_1 = 0,50$, $X_1/\lambda_1 = 0,2$ теоретичне значення фазової похибки буде в інтервалі $\varphi_1 = 0,11 \div 0,14$ ел.град., що сумірна роздільній здатності цифрового фазометра типу Ф5126.

Аналіз математичної моделі, результатів чисельних розрахунків дають змогу сформулювати вимоги до конструктивних та електричних параметрів первинного перетворювача кутових переміщень:

- діапазон вимірювання $\varphi = 0 \div 360$ кут. град.;
- довжина поверхневої акустичної хвилі $\lambda_i = 30 \div 100$ мкм;
- торцеве биття приймача $\beta \leq 10^{-3}$ радіан;
- відносний ексцентриситет приймача $\sigma/\lambda_i \leq 0,5$;
- відносний зазор між поверхнею хвильоводу та ПАХ-приймачем $X_i/\lambda_i = 0,1 \div 0,3$;
- кількість електродів секції ПАХ-приймача $M < 200$;
- кількість секцій приймача на кожну частоту $P = 4$;
- радіус хвильоводу $R = 10 \div 20$ мм.
- короткочасна нестабільність частоти генератора $\delta = 10^{-8} \div 10^{-7}$ за 1 с.

Таким чином, виконання цих вимог дозволяє створення перетворювачів для вимірювання кутових переміщень в діапазоні $\varphi = 0 \div 360$ кут. град. при потенційних значеннях роздільної здатності і абсолютної похибки на точній шкалі, які сумірні з метрологічними параметрами індуктосинів, фотоелектричних перетворювачів та пристроїв на основі інтерферометрів та, на відміну від них, мають простішу конструкцію та значно менші масогабаритні показники.

2.2.3. Фізико-математична модель перетворювача кутової швидкості з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль

На рис. 2.15 зображено функціональну схему акустoeлектронного перетворювача кутової швидкості з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль [175–177], що містить діелектричну пластину 1, на якій сформовано ПАХ-хвилевід 2 з рупорними концентраторами ПАХ, на кожному концентраторі сформовано поглиначі ПАХ 3, вхідний 4 та контрольний 5 п'єзоелектричні плівкові зустрічно-штирові перетворювачі ПАХ, а на відстані $d \ll \lambda_0$, де λ_0 – довжина ПАХ в кільцевому хвилеводі, від хвилеводу 2 сформовано кільцевий п'єзоелектричний ПАХ-хвилевід 6.

Над кільцевим хвилеводом на відстані $X \leq \lambda_0$ обертається ПАХ-приймач 7 у вигляді кільцевої металевої зустрічно-штирової решітки 8, яка розміщена на діелектричному диску 9, який жорстко сполучений з валом 10 об'єкта. Шини зустрічно-штирової решітки 8 з'єднані із кільцевими електродами 11 і 12. Період розміщення електродів W решітки 8 може змінюватись по колу решітки в залежності від заданого динамічного діапазону вимірювання кутової швидкості.

Над рухомим ПАХ-приймачем 7 розміщено ємнісний знімач вихідного сигналу 13, що містить нерухомий діелектричний диск 14 з кільцевими електродами 15 і 16, які відповідно з електродами 11 і 12 і створюють ємнісний знімач вихідного сигналу ПАХ-приймача. Електрод 16 заземлено, а електрод 15 з'єднаний із входом височастотного підсилювача 17, вихід якого з'єднано із першим входом змішувача сигналів 18, другий вхід якого з'єднано із виходом електричного генератора гармонічних коливань 19, який також з'єднаний з вхідним ЗШП 4, а вихід змішувача 18 з'єднано з входом фільтра різницевої частоти сигналів генератора та приймача 20, вихід якого з'єднано з першим входом електронного блоку обробки інформації 21, другий вхід якого з'єднано з виходом фазометра 22, входи якого з'єднані з контрольним ЗШП 5 та генератором 19.

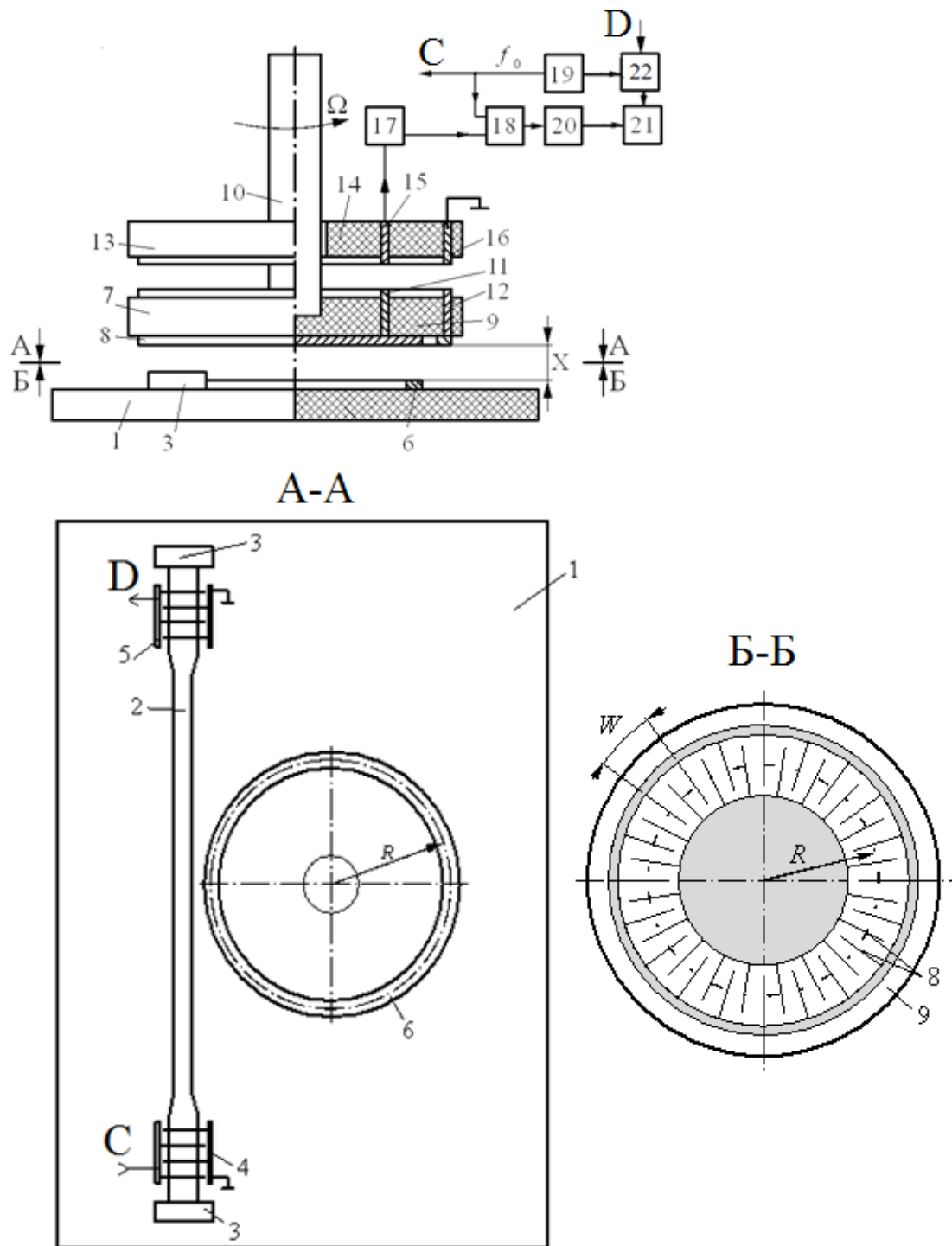


Рис. 2.15. Функціональна схема акустoeлектронного перетворювача кутової швидкості

Розподілена конструкція ПАХ-приймача дозволяє ефективно приймати сигнал одночасно зі всієї довжини кільцевого п'єзoeлектричного хвилеводу, що призводить до компенсації похибок, що виникають в результаті

неоднорідності кільцевого ПАХ-хвильоводу, торцевого та радіального биття ПАХ-приймача.

У перетворювачі кутової швидкості, як і в перетворювачі кутового переміщення, в якості п'єзоелектричного звукопроводу доцільно використовувати плівковий хвилевід на основі п'єзоелектричних плівок оксиду цинку ZnO або нітрид алюмінію AlN, топографічний хвилевід на основі п'єзоелектричної кераміки, щілинний хвилевід на основі тих же матеріалів [168–170].

Математична модель перетворювача кутової швидкості відповідає моделі перетворювача кутових переміщень, що розглянута в підрозділі 2.2.2, при умові збудження ПАХ на одній частоті f_0 [171, 177, 178].

Від генератора 19 на вхідний ЗШП 4 поступає електричний сигнал

$$u_1 = U_{m1} \exp j(2\pi f_0 t + \Psi_{01}), \quad (2.81)$$

де U_{m1} – амплітуда; f_0 – частота; Ψ_{01} – початкова фаза; t – поточний час, який збуджує поверхневі акустичні хвилі, що поширюються в хвилеводі 2 і приймаються на другому кінці хвилеводу контрольним ЗШП 5.

За рахунок механічного зв'язку між хвилеводами 2 і 6 частина енергії хвилі відгалужується в кільцевий хвилевід 6, який є резонатором біжучих хвиль, в якому відбувається синфазне сумування ПАХ при виконанні умови [173, 174, 178]:

$$2\pi R = N\lambda_0, \quad (2.82)$$

де R – середній радіус хвилеводу; $\lambda_0 = V_0/f_0$ – резонансна довжина ПАХ на частоті f_0 ; V_0 – фазова швидкість ПАХ у кільцевому хвилеводі; N – ціле число, режим резонансу досягається зміною частоти генератора до максимального рівня вихідного сигналу ПАХ-приймача при настроюванні перетворювача в робочий режим.

Амплітудно-частотну характеристику перетворювача кутової швидкості можна представити у вигляді [178]:

$$K_{\Omega} = \gamma_{\text{вх}} \gamma_{\text{вих}} \gamma_k \gamma_p NM \frac{\sin(0,5N\pi\delta)}{0,5N\pi\delta} \cdot \frac{\sin(0,5M\pi\delta)}{0,5M\pi\delta} \exp\left[-\frac{2\pi}{\lambda_0}(1-\delta)X\right], \quad (2.83)$$

де $\gamma_{\text{вх}}$ та $\gamma_{\text{вих}}$ – відповідно коефіцієнти електромеханічного перетворення вхідним ЗШП та зустрічно-штировою решіткою ПАХ-приймача; γ_k – коефіцієнт компресії акустичного потоку концентратором ПАХ; γ_p – коефіцієнт відгалуження акустичного потоку в кільцевий хвилевід; N – кількість електродів вхідного ЗШП; M – кількість електродів зустрічно-штирової решітки ПАХ-приймача; X – величина зазору між поверхнею кільцевого хвилеводу та решіткою приймача; $\delta = (f - f_0)/f_0$ – відносне частотне розстроювання.

На рис. 2.16, а представлено теоретичні нормовані амплітудно-частотні характеристики перетворювача кутової швидкості при $N = 50$ та $M = 100; 200; 300$.

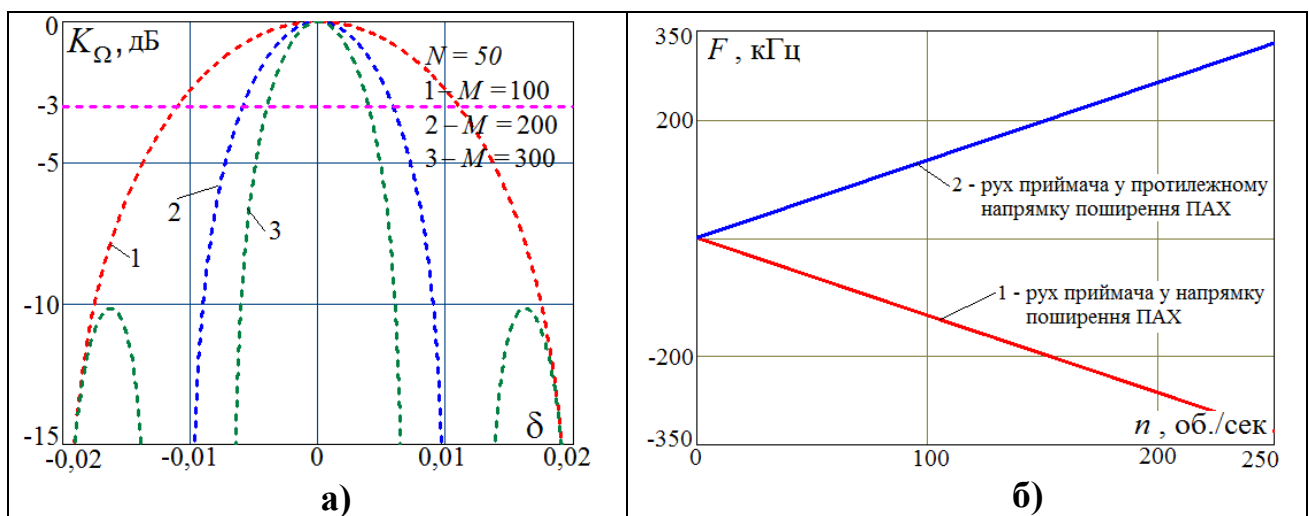


Рис. 2.16. Амплітудно-частотні характеристики перетворювача кутової швидкості (а) та приріст частоти сигналу ПАХ-приймача при його обертанні (б)

Електричне поле біжучої в кільцевому хвилеводі поверхневої акустичної хвилі, електричний потенціал якого змінюється від відстані X до поверхні п'єзоелектричного хвилеводу за формулою $\varphi = \varphi_0 \exp(-2\pi X/\lambda_0)$ [156–158,

167], де φ_0 – потенціал електричного поля на поверхні хвилеводу, індуктує в кільцевій зустрічно-штировій решітці 8 ПАХ-приймача, який обертається з кутовою швидкістю Ω [рад./сек], змінний електричний сигнал на частоті f_2 :

$$u_2 = U_{m2} \exp \left[-\frac{2\pi X}{\lambda_0} + j(2\pi f_2 t + \Psi_{02}) \right], \quad (2.84)$$

де

$$f_2 = f_0 \sqrt{\frac{1 \mp \Omega R / V_0}{1 \pm \Omega R / V_0}} = f_0 \sqrt{\frac{V_0 \mp 2\pi R n}{V_0 \pm 2\pi R n}}; \quad (2.85)$$

$n = \Omega / 2\pi$ – кутова швидкість в обертах за секунду; f_0 – частота генератора 19 (частота ПАХ у хвилеводі).

Частота вихідного сигналу ПАХ-приймача змінюється в залежності від кутової швидкості в результаті ефекту Доплера на величину [179]:

$$F = f_2 - f_0 = f_0 \left[\sqrt{\frac{V_0 \mp 2\pi R n}{V_0 \pm 2\pi R n}} - 1 \right], \quad (2.86)$$

При обертанні ПАХ-приймача у напрямку поширення ПАХ частота вихідного сигналу зменшується ($f_2 < f_0$), а при зворотному русі приймача збільшується ($f_2 > f_0$), що дозволяє визначати напрямок обертання об'єкту, що сполучений з ПАХ-приймачем.

На рис. 2.16, б зображені залежності приросту частоти F сигналу ПАХ-приймача при його обертанні з кутовою швидкістю n над кільцевим п'єзоелектричним хвилеводом у напрямку поширення та у протилежному напрямку поширення ПАХ.

Вихідний сигнал (2.84) приймача з частотою $f_2 = f_0 \pm F$ після підсилення у високочастотному підсилювачі 17 та опорний сигнал генератора 19 з частотою f_0 поступають на змішувач 18, в результаті на виході змішувача виникає сигнал з частотою F , який після фільтра різницевої частоти сигналів генератора та приймача 20 поступає в електронний блок 21, в

якому здійснюється вимірювання частоти F і розраховується кутова швидкість ПАХ-приймача за формулою:

$$n = \frac{\pm V_0}{2\pi R} \cdot \frac{f_0^2 - (f_0 + F)^2}{f_0^2 + (f_0 + F)^2}. \quad (2.87)$$

На рис. 2.17 представлена залежність кутової швидкості від виміряної електронним блоком різницевої частоти F .

При швидкості ПАХ у хвилеводі $V_0 = 3350$ м/с, частоті генератора $f_0 = 70$ МГц, радіусі хвилеводу $R = 10$ мм отримаємо чутливість (коефіцієнт перетворення) $S_n = dF/dn \approx 1,32$ кГц/об./сек = 22 Гц/об./хв., що при роздільній здатності вимірювача частоти $\Delta F = 1$ Гц отримаємо нижню границю (роздільну здатність) вимірювання кутової швидкості $n_{\min} \approx 0,045$ об./хв. При смузі пропускання ПАХ-приймача $\Delta F \approx \pm 0,3$ МГц отримаємо згідно формули (2.87) верхню границю вимірювання кутової швидкості $n_{\max} \approx 228$ об./сек = 13680 об./хв.

Зміна конструктивних параметрів хвилеводу та частоти опорного генератора f_0 дозволяє керувати роздільною здатністю та діапазоном вимірювання кутової швидкості.

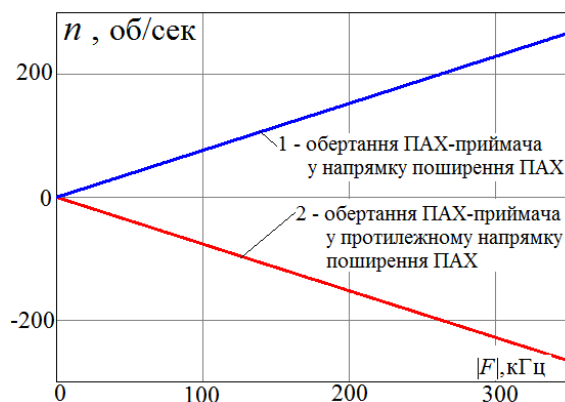
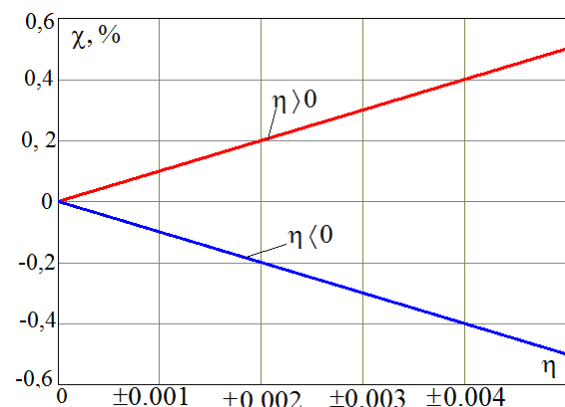


Рис.2.17. Залежність кутової швидкості від приросту частоти сигналу ПАХ-приймача



2.18. Відносні відхилення кутової швидкості від температурного параметра η

Для корегування результатів вимірювання кутової швидкості при зміні температури можна використати результати вимірювання фазометром 22 фазових зсувів Ψ_0 при $T_0 = 20^\circ\text{C}$ та $\Psi(T)$ при температурі T в лінії затримки, акустична довжина якої дорівнює відстані між вхідним 4 та контрольним 5 зустрічно-штировими перетворювачами. При першому наближенні фазовий зсув можна представити у вигляді [161]:

$$\Psi(T) = \Psi_0 \left[1 + \frac{1}{L_0} \frac{\partial L}{\partial T} dT - \frac{1}{V_0} \frac{\partial V}{\partial T} dT \right] = \Psi_0 [1 + \alpha \cdot dT - \beta \cdot dT], \quad (2.88)$$

де $\alpha = \frac{1}{L_0} \frac{\partial L}{\partial T}$ – температурний коефіцієнт лінійного розширення діелектричної пластини з хвилевідною структурою; $\beta = \frac{1}{V_0} \frac{\partial V}{\partial T}$ – температурний коефіцієнт швидкості ПАХ; V_0 та L_0 – відповідно фазова швидкість ПАХ та акустична довжина лінії затримки між вхідним 4 та контрольним 5 зустрічно-штировими перетворювачами при $T = 20^\circ\text{C}$; $\Psi_0 = \frac{2\pi f_0 L_0}{V_0}$ – фазове набігання ПАХ на акустичній довжині лінії затримки при $T_0 = 20^\circ\text{C}$.

Знаючи температурний коефіцієнт лінійного розширення підкладки (дані приводяться у довідниковій літературі) та фазову швидкість V_0 при $T_0 = 20^\circ\text{C}$ у хвилеводі, яка визначається попередньо експериментально при виготовленні перетворювача (наприклад, за допомогою лазерного зондування), в електронному блоці 21 здійснюється визначення відносної залежності фазової швидкості від температури:

$$\eta(T) = \frac{\Delta V(T)}{V_0} = 1 - \frac{\Psi(T)}{\Psi_0} + \frac{\Delta L(T)}{L_0}. \quad (2.89)$$

Тоді співвідношення (2.86) та (2.87), із врахуванням температури, будуть мати вигляд:

$$F_\eta = f_0 \left[\sqrt{\frac{V_0(1+\eta) \mp 2\pi Rn}{V_0(1+\eta) \pm 2\pi Rn}} - 1 \right]. \quad (2.90)$$

$$n_{\eta} = \frac{\pm V_0(1+\eta)}{2\pi R} \cdot \frac{f_0^2 - (f_0 + F_{\eta})^2}{f_0^2 + (f_0 + F_{\eta})^2}. \quad (2.91)$$

При зміні температури зовнішнього середовища в інтервалі $T = (-50 \div +50)^{\circ}\text{C}$ слід очікувати відносну максимальну зміну фазової швидкості ПАХ $\eta = \Delta V / V_0 = \pm(1-5) \cdot 10^{-3}$ [161].

Відносне відхилення кутової швидкості $\chi = (n_{\eta} - n) \cdot 100\% / n$ від параметра η представлено на рис. 2.18.

Таким чином, використання ефекту Доплера при обертанні ПАХ-приймача в електричному полі ПАХ, що поширюється в п'єзоелектричному хвилеводі, дозволяє створити універсальний високочутливий перетворювач кутової швидкості в широкому діапазоні. Показано, що при збудженні у кільцевому хвилеводі з радіусом 10 мм ПАХ на частоті 70 МГц метод забезпечує визначення швидкості ПАХ-приймача з коефіцієнтом перетворення більшим 22 Гц/об./хв. та потенціальною роздільною здатністю не гірше 0,05 об./хв. в діапазоні до 13680 об./хв. Такі перетворювачі будуть мати просту конструкцію та значно менші масогабаритні показники у порівнянні з тахогенераторами, магнітоелектричними, електромагнітними та фотоелектричними перетворювачами.

2.3. Висновки до розділу

Запропоновано і теоретично обгрунтовано метод вимірювання лінійних та кутових переміщень на основі використання фазових набігань на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу (хвилеводу) електричного поля кількох ПАХ з різними частотами, які приймаються безконтактним ПАХ-приймачем. Показано, що при збудженні у звукопроводі (хвилеводі) ПАХ на 3-х частотах (69,52; 70,62 та 71,69 МГц) формуються точна, проміжна та груба вимірювальні шкали, що забезпечують визначення координати ПАХ-приймача з коефіцієнтами перетворення на точній шкалі не гірше 7,0 ел.град./мкм (0,5

ел.град./кут.сек.), що порівняно з метрологічними параметрами індуктосинів, фотоелектричних перетворювачів та пристроїв на основі інтерферометрів та, на відміну від них, запропонований перетворювач має простішу конструкцію та значно менші масогабаритні показники.

Результати розрахунків показують, що при роздільній здатності $\Psi_{min} = 0,1$ ел.град. та похибці $\Delta\Psi = \pm 0,3$ ел.град. вимірювання фази промисловими фазометрами (наприклад, фазометром Ф5126) 3-х частотний фазовий метод може забезпечити потенційні метрологічні параметри лінійних та кутових переміщень:

- діапазон переміщень – $0 \div 100$ мм ($0 \div 360$ кут. град.) ;
- роздільна здатність на точній шкалі – $0,013$ мкм ($0,175$ кут.сек.) ;
- похибка на точній шкалі – $\pm 0,04$ мкм ($\pm 0,53$ кут.сек.).

Запропоновано та теоретично обґрунтовано метод вимірювання кутової швидкості на основі використання ефекту Доплера при обертанні ПАХ-приймача в електричному полі ПАХ, що поширюється в п'єзоелектричному хвилеводі. Показано, що при збудженні в кільцевому хвилеводі з радіусом 10 мм ПАХ на частоті 70 МГц метод забезпечує визначення кутової швидкості ПАХ-приймача з коефіцієнтом перетворення більшим 22 Гц/об./хв. та потенційною роздільною здатністю не гірше 0,05 об./хв. в діапазоні до 13680 об./хв., що порівняно з метрологічними параметрами тахогенераторів, перетворювачів електромагнітних та фотоелектричних та, на відміну від них, запропонований перетворювач кутової швидкості має простішу конструкцію та значно менші масогабаритні показники.

Розроблені фізико-математичні моделі акустоелектронних перетворювачів лінійних, кутових переміщень та швидкості, результати чисельних розрахунків дозволяють обґрунтовувати вимоги до конструктивних та електричних параметрів перетворювачів в залежності від заданих метрологічних параметрів.

РОЗДІЛ 3

ХВИЛЕВОДНІ П'ЄЗОЕЛЕКТРИЧНІ СТРУКТУРИ ДЛЯ АКУСТОЕЛЕКТРОННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ФІЗИЧНИХ ВЕЛИЧИН

У даному розділі розглянуто конструкції, параметри та характеристики п'єзоелектричних структур для акустоелектронних перетворювачів фізичних величин. Представлено дисперсійні характеристики плівкових п'єзоелектричних структур та зустрічно-штирових перетворювачів на їх основі.

Для створення модифікованої математичної моделі, що описує хвильовий процес у плівкових хвилеводних структурах, використана апроксимація експериментальної залежності фазової швидкості в необмеженій структурі: п'єзоелектрична плівка оксид цинку на підкладці із плавленого кварцу. Математична модель дозволяє визначати конструктивні параметри хвилеводу, концентратора та зустрічно-штирового перетворювача, товщини плівки, частоти (довжини) поверхневих акустичних хвиль з метою забезпечення ефективного збудження та поширення ПАХ на основній моді з малим згасанням.

Приведено результати теоретичних та експериментальних досліджень за допомогою лазерної установки гомодинного типу: малоапертурного, концентричного та рупорного концентраторів поверхневих акустичних хвиль, прямолінійних та кільцевих плівкових п'єзоелектричних ПАХ-хвилеводів на основі структури оксид цинку-плавлений кварц. Результати досліджень показали можливість використання плівкових п'єзоелектричних хвилеводів ПАХ в акустоелектронних перетворювачах лінійних, кутових переміщень та швидкості.

3.1. Зустрічно-штирові перетворювачі для акустoeлектронних перетворювачів фізичних величин

При створенні перетворювачів фізичних величин з використанням пристроїв на поверхневих акустичних хвилях значна увага приділяється модулям, що складаються із звукопроводу (хвилеводу) з зустрічно-штировими перетворювачами, концентраторами та поглиначами поверхневих акустичних хвиль. До модулів на ПАХ висувуються наступні вимоги:

- ефективне збудження, приймання, концентрація та поширення ПАХ з малими втратами;
- можливість компенсації похибок із-за неоднорідності середовища поширення хвиль, технологічних похибок виготовлення та впливу зовнішніх дестабілізуючих факторів (температури, вологості, тиску тощо).

На даний час в пристроях на поверхневих акустичних хвилях зустрічно-штирові перетворювачі є найбільш ефективними електромеханічними перетворювачами, що використовуються для збудження та приймання ПАХ.

Для розрахунку параметрів вхідного та контрольного ЗШП використовувались математичні моделі зустрічно-штирових перетворювачів та узагальнена методика розрахунку пристроїв на поверхневих акустичних хвилях, які дозволяють дослідити залежності основних параметрів ЗШП від його конфігурації, кроку електродів і фізичних параметрів матеріалу підкладки [154–159].

В якості вхідного і контрольного ЗШП використано еквідистантні неаподизовані зустрічно-штирові перетворювачі, що мають просторовий період електродів, рівний довжині хвилі, тобто $W_i = \lambda_i$, на відповідних частотах f_i . Амплітудно-частотні характеристики перетворювачів лінійних, кутових переміщень та швидкості розглянуто в розділі 2 і визначаються співвідношеннями (2.44), (2.75) та (2.83).

В якості звукопроводу широко використовуються різні зрізи акустичних кристалів: п'єзoeлектричний кварц, ніобат літію, танталат літію, германат

вісмуту, оксид цинку, нітрид алюмінію та інш., параметри деяких з них представлені в [160–162] і в табл.3.1.

**Таблиця 3.1. Параметри п'єзоелектричних матеріалів
для пристроїв на поверхневих акустичних хвилях**

Матеріал	Кристалічний зріз	Напрямок поширення ПАХ	Фазова швидкість ПАХ, V , м/с	Коефіцієнт електро-механічного зв'язку, k^2 , %	Ємність пари електродів ЗПП, C_s , пФ/см	Температурний коефіцієнт затримки, $\alpha_T \cdot 10^{-6}$, $^{\circ}\text{C}^{-1}$
П'єзокварц SiO_2	$Y + 42,75^{\circ}$ (ST - зріз)	X	3158	0,16	0,55	0
	Y	X	3159	0,23	0,55	-24
	$-20^{\circ} Y$	X	3209	0,25	0,55	-32
Ніобат літію LiNbO_3	Y	Z	3488	4,50	4,6	90
	X	Z	3483	4,80	4,6	93
Танталат літію LiTaO_3	Y	Z	3230	0,74	5,7	35
Германат вісмуту $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$	110	001	1620	0,85	-	-140
	001	110	1628	1,44	-	-115
	111	011	1650	1,70	-	128
Силікат вісмуту $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$	001	110	1700	1,80	-	118
Танталат літію LiTaO_3	Z	Y	3310	0,93	-	67
	X	Z	3220	0,69	-	36
	Y	Z	3220	0,74	-	37
Структура $\text{ZnO} / \text{SiO}_{2\text{пл.}}$	$\perp P$	любий	3350	1,00	-	-
Структура $\text{AlN} / \text{Al}_2\text{O}_3$	X, Z	Y	5720	0,72	-	-
П'єзокераміка PZT-4	$\perp P$	любий	2554	4,3	-	-

Крім акустичних кристалів, принципово можливим є застосування різних типів ПАХ-хвильоводів: топографічних хвильоводів, хвильоводів з локальною зміною параметрів підкладки, плівкових хвильоводів [168–170].

Широке використання знаходять хвильоводи на основі тонких плівкових структур, перевагами яких є їх технологічність виготовлення, мініатюрність, висока ефективність, надійність, можливість інтеграції з іншими мікроелектронними елементами. Із них найбільшого застосування знайшли пристрої на основі плівки оксид цинку та нітрид алюмінію. Характеристики плівкових структур залежать як від параметрів підкладки, так і від параметрів та товщини плівки, що формують зустрічно-штирові перетворювачі та хвильоводи поверхневих акустичних хвиль [180–187].

3.2. Дисперсійні характеристики плівкових п'єзоелектричних структур та зустрічно-штирових перетворювачів на їх основі

Структура плівкових перетворювачів для збудження та приймання ПАХ в неп'єзоелектричних підкладках в [161, 180–184] та на рис. 3.1. Від взаємного розміщення підкладки 1, ЗШП 2, п'єзоплівки 3 та металевої плівки 4 спостерігаються різні залежності коефіцієнту електромеханічного зв'язку k^2 від нормованої товщини плівки h/λ , де відповідно h та λ — товщина п'єзоплівки та довжина ПАХ.

Структури, зображені на рис.3.1, а і б, більш технологічні. В таких структурах ЗШП формується методом фотолітографії до нанесення п'єзоелектричної плівки. Тому плівка не піддається травникам, які використовуються при формуванні ЗШП, і не відбувається адсорбція травника плівкою, що забезпечує довготривалу стабільність параметрів пристроїв.

Узагальнені формули для чотирьох структур (рис. 3.1) та результати розрахунків значень коефіцієнта електромеханічного зв'язку від нормованої товщини плівки представлені в роботі [184]. Експериментальні залежності для

п'єзоелектричної плівки ZnO, представлені в [180, 181] і на рис. 3.2, а, показують, що в плівковій структурі в залежності від товщини плівки змінюється фазова швидкість ПАХ від значення швидкості в матеріалі підкладки до значення швидкості в монокристалічній плівці ZnO (2590 м/с).

Залежності коефіцієнта електромеханічного зв'язку від нормованої товщини плівки для структур ZnO-Al₂O₃ (рис. 3.1, а і б) зображені на рис. 3.2, б. Суцільною лінією зображені теоретичні залежності [184], а пунктирною – експериментальні результати [181].

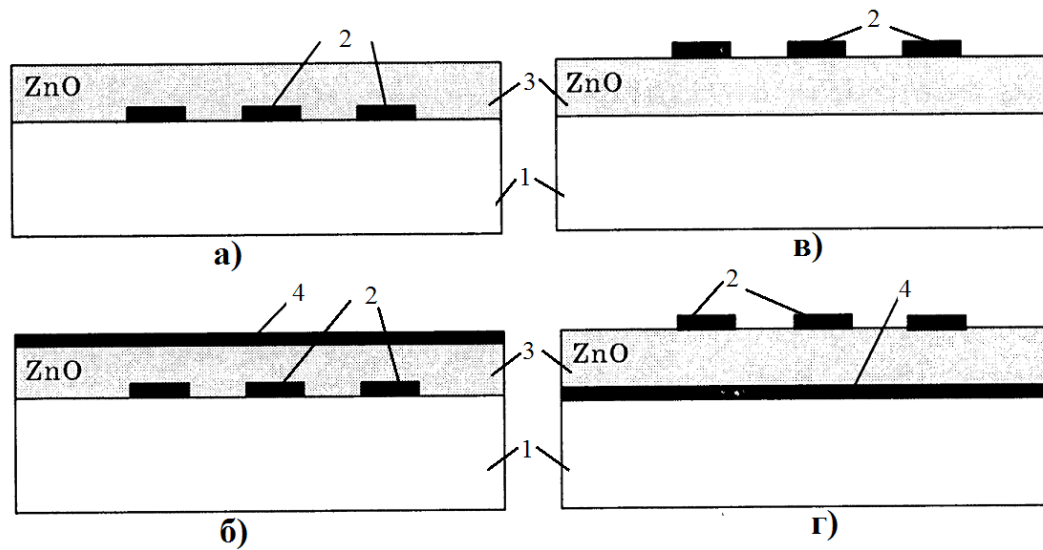


Рис. 3.1. Структури плівкових перетворювачів
поверхневих акустичних хвиль

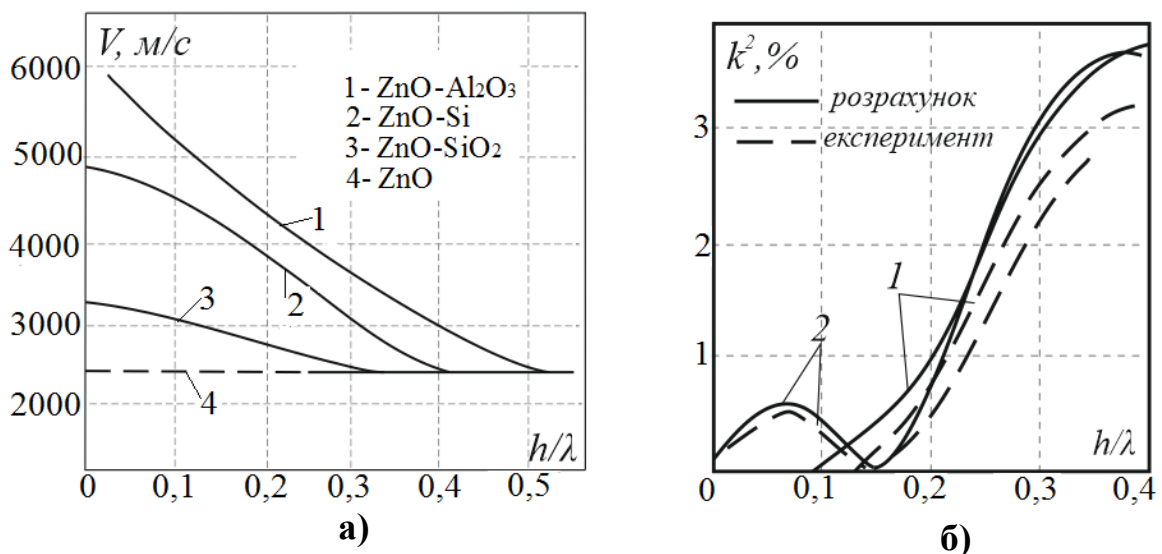


Рис. 3.2. Залежності фазової швидкості ПАХ та коефіцієнта
електромеханічного зв'язку для плівкової структури

Для плівкових структур ZnO-C79-2 (C79-2 – термостабільне скло) залежності фазових швидкостей від нормованої товщини плівки мають деякі особливості. Швидкість ПАХ в оксид цинку достатньо близька до швидкості у склі, що обумовлює слабку дисперсію хвиль в такій системі. Теоретичні залежності фазових швидкостей ПАХ та коефіцієнта електромеханічного зв'язку для чотирьох конструкцій плівкової структури ZnO-C79-2 приведені в роботі [183] та на рис. 3.3. Графіки починаються, як і для інших плівкових структур, із значення швидкості ПАХ у склі (2506 м/с). Із збільшенням нормованої товщини плівки h/λ фазова швидкість досягає максимуму (при $h/\lambda = 0,025$), потім – мінімуму (при $h/\lambda = 0,17$), а потім монотонно збільшується до значення швидкості хвилі в монокристалі ZnO.

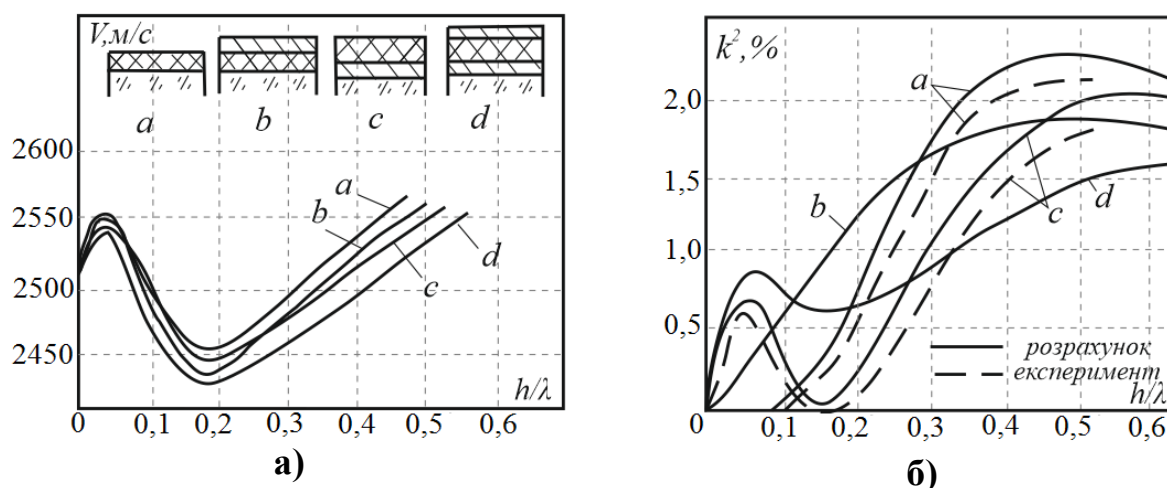


Рис. 3.3. Залежності фазової швидкості ПАХ (а) та коефіцієнта електромеханічного зв'язку (б) для плівкової структури ZnO-C79-2

Аналогічні залежності для коефіцієнта електромеханічного зв'язку плівкової структури ZnO-SiO₂пл. (SiO₂пл. – плавлений кварц марки КУ-1) представлені в [183] та на рис. 3.4. Суцільними лініями зображено теоретичні залежності, представлені в роботі [184].

В [162] та на рис.3.5 приведені експериментальні залежності фазової швидкості ПАХ в плівковій структурі (0001)AlN-(0001)Al₂O₃, які близькі до теоретичних. Якщо хвиля поширюється в напрямку осі X в сапфірі, то її швидкість зростає із збільшенням нормованої товщини плівки нітрид

алюмінію h/λ (крива 1). При поширенні хвилі в напрямку осі Y п'єзоплівка «навантажує» підкладку і фазова швидкість убуває із збільшенням нормованої товщини плівки нітрид алюмінію h/λ (крива 2). Однак, коефіцієнт електро механічного зв'язку в такій структурі значно менший, ніж для систем, що використовують плівки ZnO.

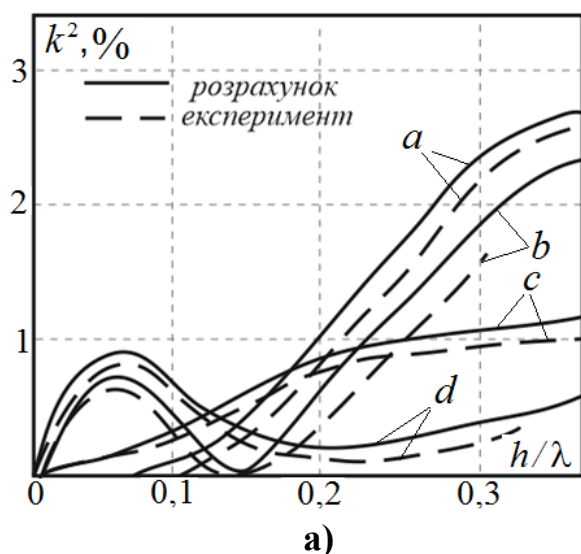


Рис. 3.4. Залежності коефіцієнта електро механічного зв'язку для структури ZnO-SiO₂пл.

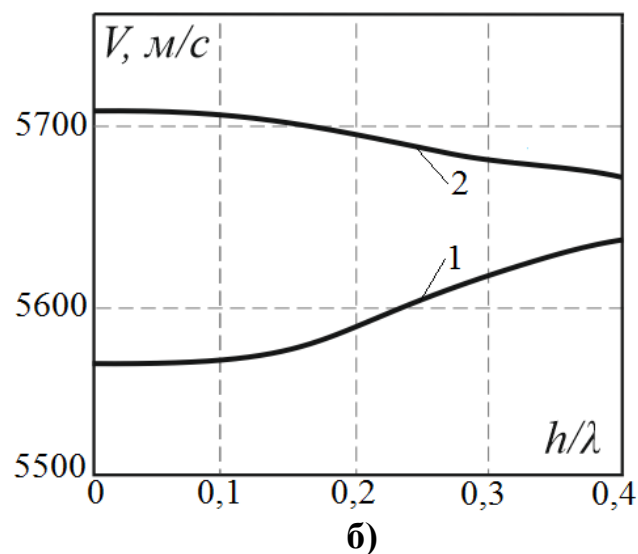


Рис.3. 5. Експериментальні залежності фазової швидкості ПАХ для структури AlN-Al₂O₃

Втрати на поширення ПАХ в плівкових структурах залежать від нормованої товщини плівки h/λ , параметрів плівки та підкладки і при частотах до 100 МГц не перевищують 1,0 дБ/мкс [181–183].

В плівкових структурах температурний коефіцієнт затримки (ТКЗ) приймає проміжне значення між ТКЗ матеріалів підкладки і плівкових шарів. Якщо нормована товщина плівки $h/\lambda \ll 1$, то ТКЗ структури практично дорівнює ТКЗ підкладки. При $h/\lambda \rightarrow 1$ ТКЗ структури приближається до ТКЗ плівки. Типові залежності ТКЗ плівкових структур, що сформовані п'єзоелектричною плівкою ZnO на підкладках із плавленого кварцу (1), скла «Пірекс» (2) і боросилікатного скла (3) представлені в [162] і на рис. 3.6.

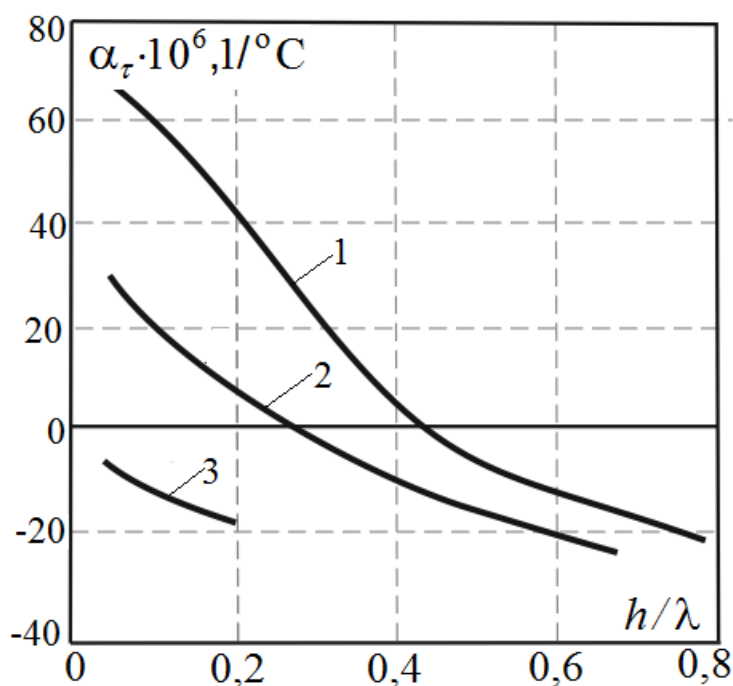


Рис. 3.6. Температурні залежності коефіцієнта затримки від нормованої товщини плівки ZnO для різних підкладок:

1 - плавлений кварц; 2 - скло «Пірекс»; 3 - боросилікатне скло

Структури з тонкою плівкою ZnO характеризується ТКЗ матеріалу підкладки. В зразках з товстим шаром п'єзоелектрика ТКЗ приближається до значення $-3 \cdot 10^{-5} 1/^\circ\text{C}$, яке має монокристал оксид цинку. В структурах на підкладках із скла «Пірекс» та плавленого кварцу $\text{TKЗ} \approx 0$ при $h/\lambda = 0,27$ та $h/\lambda = 0,47$ відповідно.

При розробці перетворювачів лінійних переміщень в якості звукопроводу доцільно застосовувати ніобат літію YZ-зрізу, який має високий коефіцієнт електромеханічного зв'язку і мінімальну дифракцію ПАХ [160, 161].

Серед плівкових п'єзоелектричних структур найбільш досліджені структури ZnO-SiO_{2пл.}. Вибір такої структури обумовлено також можливістю уніфікації технологічного процесу виготовлення прямолінійного (для перетворювачів лінійних переміщень) та кільцевого (для перетворювачів кутових переміщень та швидкості) хвилеводів [162].

3.3. Моделювання плівкових п'єзоелектричних хвилеводів та концентраторів поверхневих акустичних хвилях

Важливим завданням при проектуванні перетворювачів фізичних величин є визначення конструктивних параметрів акустоелектричного модуля, який містить звукопровід (хвилевід), концентратори та зустрічно-штирові перетворювачі ПАХ і який повинен забезпечити ефективне збудження, фокусування і поширення ПАХ з малими втратами.

Хвилеводи поверхневих акустичних хвиль представляють собою геометричні структури, що обмежують хвилю в поперечному напрямку на поверхні підкладки. На рис.3.7 представлено основні три типи хвилеводів, які принципово можуть бути використані при розробці вимірювальних перетворювачів: топографічні хвилеводи (а, б); хвилеводи з локальною зміною параметрів підкладки (в); плівкові хвилеводи (г ÷ ж) [168–170].

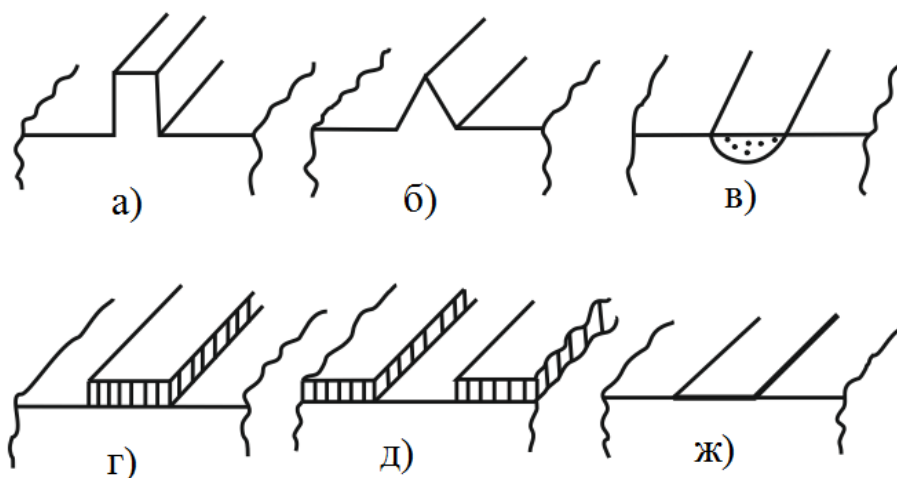


Рис. 3.7. Структура хвилеводів поверхневих акустичних хвиль

Гребінкові топографічні хвилеводи отримують, як правило, вибіркоким травлення. В гребінковому хвилеводі (рис. 3.7, а) може поширюватись антисиметрична (згинальна) мода, якій властиві сильна локалізація та значне уповільнення хвилі, але ця мода має сильну дисперсію фазової швидкості, що необхідно враховувати при створенні пристроїв, що повинні функціонувати у

визначеному частотному діапазоні. У цьому же хвилеводі може збуджуватися також симетрична (псевдорелеєвська) мода, яка забезпечує високу локалізацію хвилі, але має меншу степінь уповільнення хвилі. У той же час, ця мода має меншу дисперсію фазової швидкості хвилі у широкій смузі частот.

У клиноподібному топографічному хвилеводі (рис. 3.7, б) спостерігається сильна локалізація акустичного поля, висока степінь уповільнення та низька дисперсія фазової швидкості. Фазова швидкість та можливі моди сильно залежать від кута при вершині клина. При кутах, що перевищують 45° поширюється основна уповільнена мода, яка майже не має дисперсії. Однак, якщо порушується вершина клина, то можуть виникати значне відбиття та дисперсія фазової швидкості хвилі.

Дифузійні хвилеводи (рис. 3.7, в) створюються локальною зміною властивостей матеріалу підкладки, наприклад, дифузією, іонною імплантацією тощо. Такі хвилеводи мають слабку локалізацію акустичного поля та мале уповільнення хвилі. Такі хвилеводи мають низьку дисперсію фазової швидкості та малі втрати на поширення.

У центральних областях плівкових хвилеводів (рис. 3.7, г ÷ ж) фазові швидкості менші, ніж на зовнішніх областях, що призводить до локалізації акустичного поля.

У випадку плівкового хвилеводу (рис. 3.7, г) плівка напильється із матеріалу, на поверхні якого акустична хвиля мала би меншу швидкість у порівнянні зі швидкістю на підкладці.

У випадку хвилеводу (рис. 3.7, д) підкладка повинна забезпечувати меншу фазову швидкість хвилі, ніж на бічних поверхностях, що призводить до локалізації акустичного поля у центральній області структури.

Хвилевід (рис. 3.7, ж) створюється напленням тонкого металевого шару на поверхню п'єзоелектричної підкладки, що призводить до закорочування електричного поля, яке виникає у результаті деформацій на поверхні п'єзоелектрика, що призводить до уповільнення акустичної хвилі в області плівки.

Для створення перетворювачів лінійних та кутових переміщень з ПАХ-приймачем, що рухається в електричному полі хвилі, доцільно застосувати плівковий хвилевід на базі п'єзоелектричної плівки оксид цинку на підкладці із плавленого кварцу ($\text{ZnO-SiO}_{2\text{пл.}}$), технологічний процес виготовлення якого достатньо відпрацьований і який дозволяє розміщувати на одній підкладці як акустоелектричний модуль, так і електронні блоки, необхідні для створення та оброблення інформаційних сигналів.

Направлене поширення ПАХ у плівковому хвилеводі, на відміну від розповсюдження в необмеженому середовищі, характеризується дисперсією фазової швидкості хвилі, що виникає в результаті впливу багаторазових відбиттів хвилі на границях хвилеводу. При цьому може спостерігатися багатомодовий процес поширення ПАХ, при якому кожна мода має свою фазову швидкість та критичну частоту відсічки [168–170, 185–190]. Це буде призводити до виникнення додаткових фазових зсувів у вихідному сигналі ПАХ-приймача, що внесе похибку у фазові вимірювання. Тому необхідно розробляти перетворювачі на ПАХ, що працюють в одномодовому режимі. Схематичне зображення плівкового хвилеводу дано на рис. 3.8.

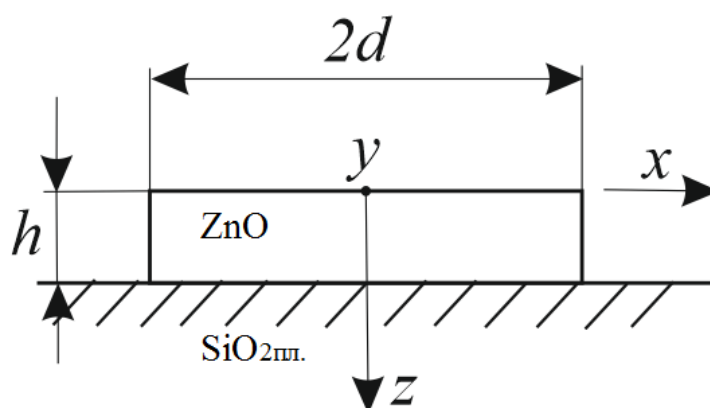


Рис. 3.8. Поперечний переріз плівкової хвилевідної структури

Дисперсійне рівняння для хвилеводу ПАХ, що пов'язує геометричні розміри хвилеводу, параметри плівки, частоту (довжину хвилі) ПАХ, має вигляд [168, 169, 187]:

$$\frac{2\pi h G}{\lambda V_s} \sqrt{V^2 - V_s^2} = m \frac{\pi}{2} + \arctg \frac{V_s}{V_R} \sqrt{\frac{V_R^2 - V^2}{V^2 - V_s^2}}, \quad (3.1)$$

де V – фазова швидкість ПАХ у хвилеводі; V_R – швидкість релеївських хвиль на підкладці, V_s – швидкість поверхневих хвиль на необмеженій плівковій структурі; $G = d/h$; $2d$ – ширина та h – товщина плівкового покриття; λ – довжина ПАХ; $m = 0, 1, 2, \dots$ – номер моди акустичного хвилеводу ПАХ.

Дисперсійне рівняння (3.1) при $m=0$ описує поширення найнижчої симетричної (фундаментальної) моди у плівковому хвилеводі шириною $2d$ і висотою h .

На рис. 3.9 зображені профілі нижчих мод хвилеводу $A(x)$ та дисперсійні характеристики $V(h/\lambda)$. Наступними типами коливань у хвилеводі ПАХ є вищі моди, які можуть поширюватися при $h/\lambda \geq (h/\lambda)_a$ та $h/\lambda \geq (h/\lambda)_b$ і т.д. В інтервалі значень $h/\lambda = 0 \div a$ відбувається одномодовий режим поширення поверхневих акустичних хвиль у вигляді фундаментальної моди. Фазова швидкість коливань нижчої антисиметричної моди не може перевищувати швидкість релеївських хвиль на підкладці, тому що в протилежному випадку ПАХ переходить в об'ємну хвилю і пружна енергія більше не концентрується у поверхні. Звідси безпосередньо витікає із (3.1) умова одномодового режиму, що здійснюється при $V = V_R(\text{SiO}_{2\text{пл.}})$ та $m=0$:

$$\frac{h}{\lambda} < \frac{V_s}{2\pi G \sqrt{V^2 - V_s^2}} \arctg \frac{V_s}{V_R} \sqrt{\frac{V_R^2 - V^2}{V^2 - V_s^2}}. \quad (3.2)$$

Як видно із (3.2) вибір оптимального режиму роботи акустичного хвилеводу ПАХ має вплинути і на узгодження тракту з зовнішнім джерелом хвиль (ЗШП). Так, наприклад, обравши частоту генератора f при відповідній V_s , можна змінювати (в розумних границях) товщину і ширину хвилевідної плівки. Масштаби зміни d і h обмежені практичними і технологічними міркуваннями: надмірне збільшення ширини хвилеводу при незмінній частоті веде до проявлення багатомодовості на все більш нижчих частотах.

Зменшення ширини ускладнює проблему узгодження хвилеводу з джерелом хвиль, потребує зменшення апертури ЗШП і знижує ефективність збудження і приймання ПАХ. Аналогічно, збільшення товщини хвилевідної плівки h хоч і бажано з точки зору ефективності перетворень, але обмежено можливостями технології, зокрема, через злучення плівок та слабкої адгезії. Зменшення товщини h негативно позначається на хвилевідному ефекті, знижує концентрацію пружної енергії в плівці. Для багатьох типів хвилеводів, до яких в першу чергу відносяться ті, що ми розглядаємо – плівкові, ширину хвилевідного тракту вибирають близько $(2,0 \div 3,5)\lambda$. Необхідно відмітити, що для криволінійних хвилеводів дисперсійне рівняння (3.1) справедливе при радіусах заокруглення $R \gg \lambda$ [186, 187].

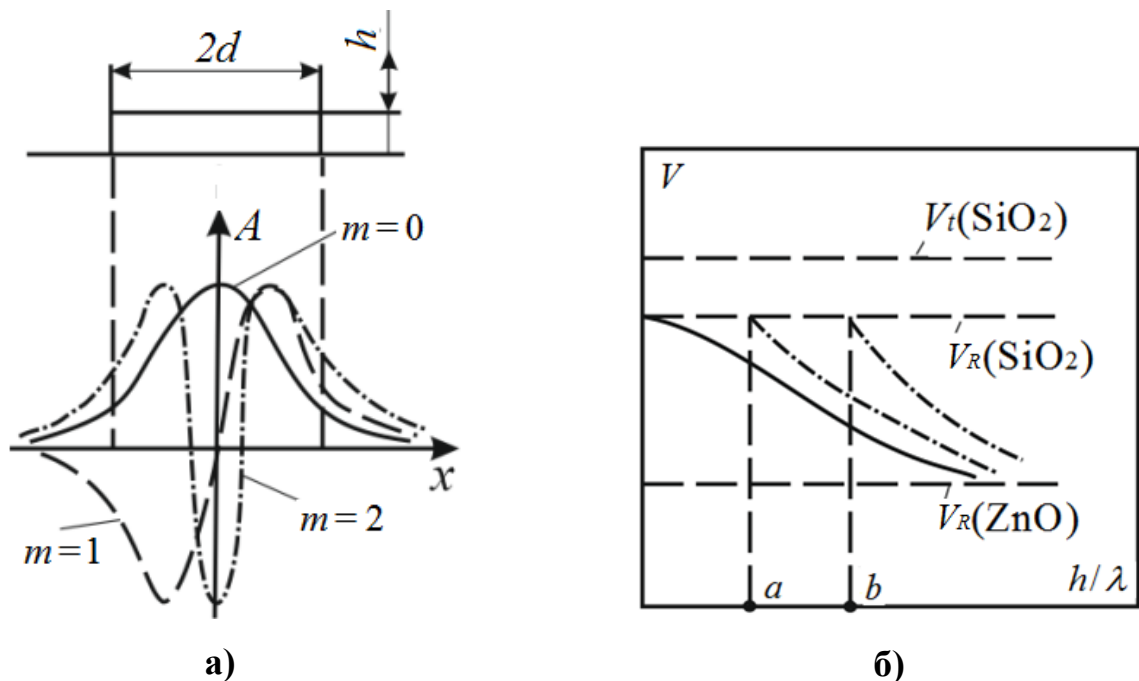


Рис. 3.9. Профілі механічних зміщень (а) та дисперсійні характеристики (б) для перших трьох мод плівкового ПАХ-хвилеводу

Експериментальна залежність фазової швидкості в необмеженій плівковій структурі $\text{ZnO-SiO}_{2\text{пл.}}$ [181] була апроксимована в діапазоні $h/\lambda = 0 \div 0,3$ експоненціальною функцією [188–190]:

$$V_s = V_R \exp \left[-1,412 h/\lambda + 1,811 (h/\lambda)^2 \right], \quad (3.3)$$

де $V_R = 3400$ м/с – швидкість релеївських хвиль на підкладці $\text{SiO}_{2\text{пл.}}$.

Це дозволило представити дисперсійне рівняння для хвильоводу (рис.3.8) у вигляді [188]:

$$2\pi G \frac{h}{\lambda} \sqrt{\beta^2 - 1} = m \frac{\pi}{2} + \arctg \sqrt{\frac{V_R^2 - \beta^2 V_S^2}{V_R^2 (\beta^2 - 1)}}, \quad (3.4)$$

де $\beta = V/V_S$.

Для кожного значення h/λ знаходиться із рівняння (3.3) швидкість ПАХ на необмеженій плівковій структурі V_S , яка у подальшому використовується для знаходження коренів β трансцендентного рівняння (3.4) при заданих значеннях G і λ , що дозволяє отримати дисперсійні залежності фазової швидкості ПАХ для найнижчої симетричної (фундаментальної) моди при $m=0$ та вищих мод при $m=1, 2, \dots$

На рис. 3.10 зображено залежності $Y_1 = 2\pi G(h/\lambda)\sqrt{\beta^2 - 1}$ (криві 1÷6), $Y_2 = \arctg \sqrt{(V_R^2 - \beta^2 V_S^2)/V_R^2 (\beta^2 - 1)}$ (крива 7 – для симетричної моди, $m=0$) і $Y_3 = m \frac{\pi}{2} + \arctg \sqrt{(V_R^2 - \beta^2 V_S^2)/V_R^2 (\beta^2 - 1)}$ (крива 8 – для першої антисиметричної моди, $m=1$) при $\lambda = 46$ мкм, $V_R = 3400$ м/с та $h = 1,4$ мкм

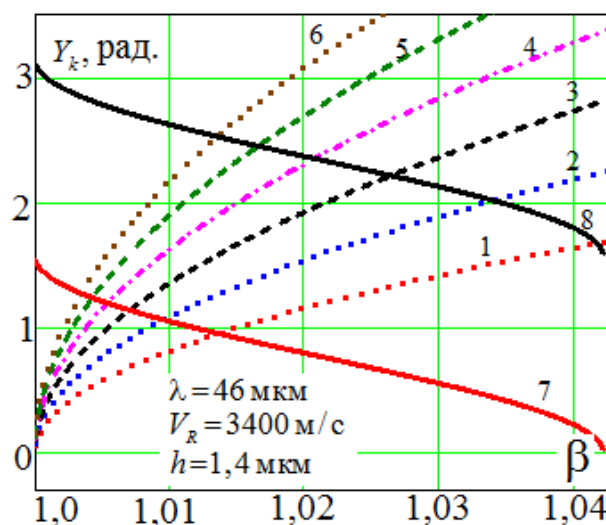


Рис. 3.10. Приклад розв'язку дисперсійного рівняння для ПАХ - хвильоводу $\text{ZnO-SiO}_{2\text{пл.}}$

В табл. 3.2 та 3.3 представлено результати розрахунків коренів β дисперсійного рівняння (3.4) для симетричної та антисиметричної мод коливального процесу при різних значеннях товщини плівки h та нормованої ширини хвильоводу $G = d/h$.

Таблиця 3.2. Результати розрахунків коренів дисперсійного рівняння ПАХ-хвильоводу для симетричної моди

h , мкм	$\beta_1, (G = 20)$	$\beta_2, (G = 30)$	$\beta_3, (G = 40)$	$\beta_4, (G = 50)$
1,0	1,02128	1,01618	1,01244	1,00976
1,1	1,02147	1,01569	1,01173	1,00903
1,2	1,02139	1,01507	1,01100	1,00832
1,3	1,02109	1,01437	1,01027	1,00766
1,4	1,02062	1,01365	1,00957	1,00705
1,5	1,02005	1,01292	1,00892	1,00650
1,6	1,01939	1,01220	1,00830	1,00599
1,8	1,01797	1,01085	1,00721	1,00512
2,0	1,01652	1,00964	1,00628	1,00441

Таблиця 3.3. Результати розрахунків коренів дисперсійного рівняння для першої антисиметричної моди

h , мкм	$\beta_1, (G = 20)$	$\beta_2, (G = 30)$	$\beta_3, (G = 40)$	$\beta_4, (G = 50)$
1,0	-	-	-	1,02990
1,1	-	-	-	1,03035
1,2	-	-	1,03503	1,02952
1,3	-	-	1,03500	1,02809
1,4	-	1,00900	1,03405	1,02643
1,5	-	1,04242	1,03262	1,02472
1,6	-	1,04203	1,03097	1,02304
1,8	1,05366	1,03956	1,02756	1,01996
2,0	1,05513	1,03625	1,02347	1,01732

В табл. 3.4 та 3.5 представлено результати розрахунків фазової швидкості ПАХ у хвильоводі $V = \beta V_s$ для симетричної та антисиметричної мод при вказаних параметрах.

**Таблиця 3.4. Результати розрахунків фазової швидкості ПАХ
у хвилеводі для симетричної моди**

h , мкм	$V_1 = \beta_1 V_s$, ($G = 20$)	$V_2 = \beta_2 V_s$, ($G = 30$)	$V_3 = \beta_3 V_s$, ($G = 40$)	$V_4 = \beta_4 V_s$, ($G = 50$)
1,0	3367	3350	3338	3329
1,1	3358	3342	3326	3317
1,2	3348	3327	3314	3305
1,3	3337	3315	3302	3293
1,4	3326	3304	3291	3282
1,5	3315	3292	3279	3271
1,6	3304	3280	3268	3261
1,8	3281	3258	3246	3239
2,0	3258	3236	3225	3219

**Таблиця 3.5. Результати розрахунків фазової швидкості ПАХ
у хвилеводі для першої антисиметричної моди**

h , мкм	$V_1 = \beta_1 V_s$, ($G = 20$)	$V_2 = \beta_2 V_s$, ($G = 30$)	$V_3 = \beta_3 V_s$, ($G = 40$)	$V_4 = \beta_4 V_s$, ($G = 50$)
1,0	-	-	-	3398
1,1	-	-	-	3390
1,2	-	-	3396	3378
1,3	-	-	3386	3363
1,4	-	3398	3373	3348
1,5	-	3391	3359	3334
1,6	-	3380	3345	3319
1,8	3399	3358	3315	3290
2,0	3385	3324	3286	3264

На рис. 3.11 зображено результати теоретичних розрахунків визначення швидкості ПАХ для симетричної моди (криві 2 ÷ 5) і першої антисиметричної моди (криві 6 ÷ 9) в залежності від нормованої товщини плівки h/λ при різних значеннях нормованої ширини хвилеводу $G = d/h$ [188].

По мірі збільшення G дисперсійна характеристика фазової швидкості ПАХ у хвилеводі приближається до характеристики фазової швидкості хвилі

на безмежній плівковій структурі (крива 1). Однак, при цьому зменшується інтервал можливих значень нормованої товщини плівки, при яких буде забезпечуватися одномодовий режим поширення ПАХ у хвилеводі.

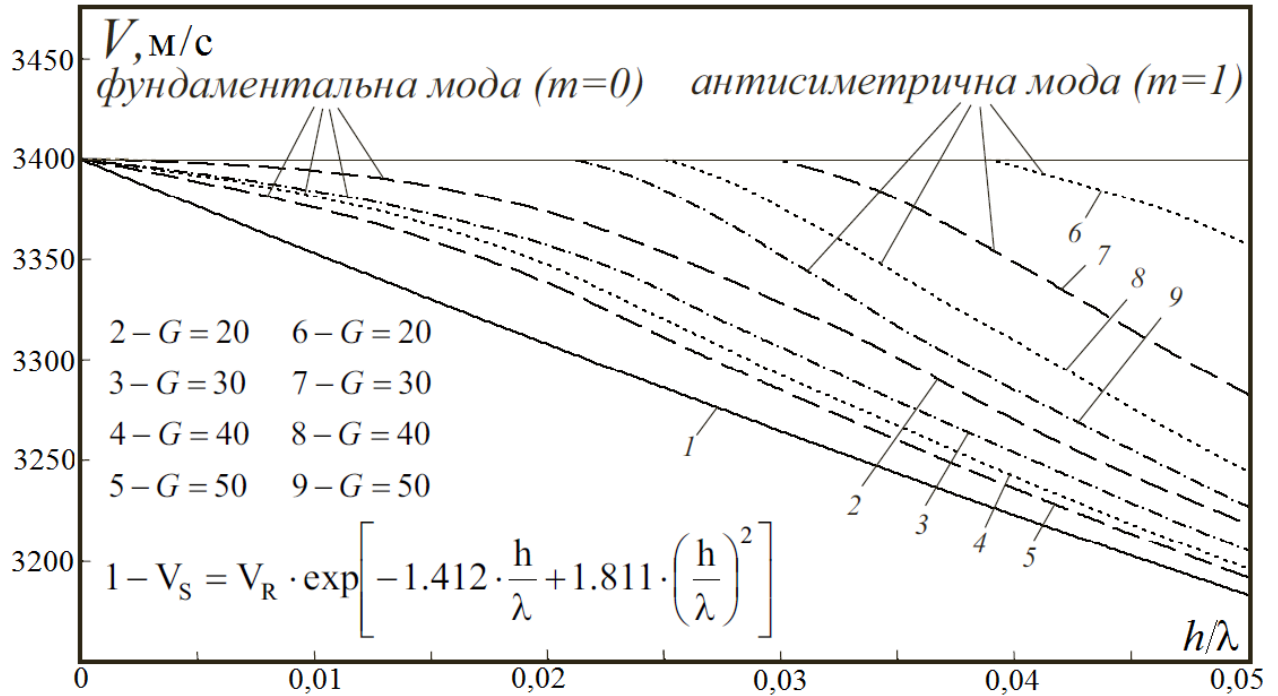


Рис. 3.11. Залежності фазової швидкості ПАХ у хвилеводі $V(h/\lambda)$ при різних значеннях G для симетричної моди ($m=0$, криві 2 ÷ 5) та першої антисиметричної моди ($m=1$, криві 6 ÷ 9)

Приймаючи для першої антисиметричної моди ($m=1$) граничне значення фазової швидкості ПАХ $V = V_R$, із рівняння (3.4) отримаємо умови для забезпечення поширення у хвилеводі фундаментальної моди поверхневих акустичних хвиль:

$$G \leq G_{kp} = \frac{1}{\frac{4h}{\lambda} \sqrt{\exp \left[2,824 \frac{h}{\lambda} - 3,622 \left(\frac{h}{\lambda} \right)^2 \right] - 1}}; \quad (3.5)$$

$$2d_{kp} \leq \frac{\lambda}{2 \sqrt{\exp \left[2,824 \frac{h}{\lambda} - 3,622 \left(\frac{h}{\lambda} \right)^2 \right] - 1}}. \quad (3.6)$$

На рис. 3.12 представлено залежності для $G_{кр}$ та $2d_{кр}$ від нормованої товщини плівки h/λ при різних значеннях товщини плівки та довжини ПАХ.

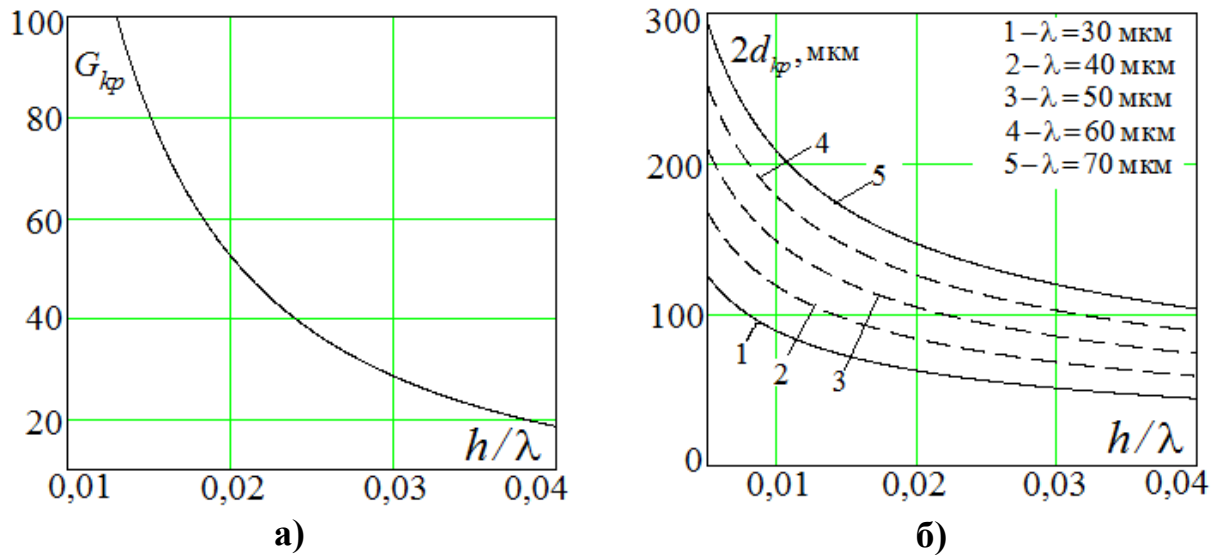


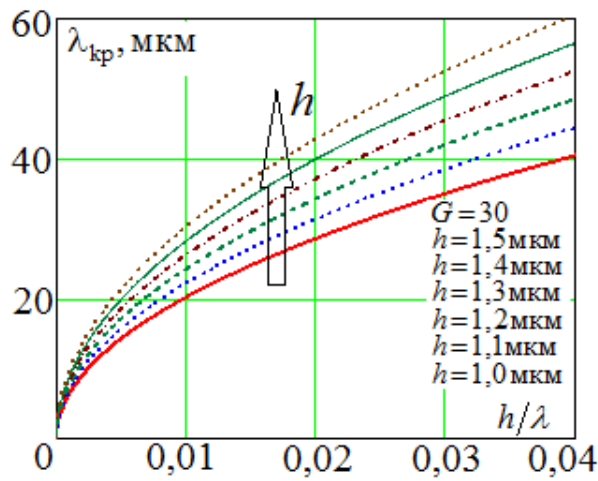
Рис. 3.12. Залежності критичних значень параметра $G_{кр}$ (а) та ширини хвиеводу $2d_{кр}$ (б) від нормованої товщини плівки h/λ

Із рівняння (3.4) також отримуємо співвідношення для критичних значень довжини $\lambda_{кр}$ та частоти $f_{кр}$ ПАХ:

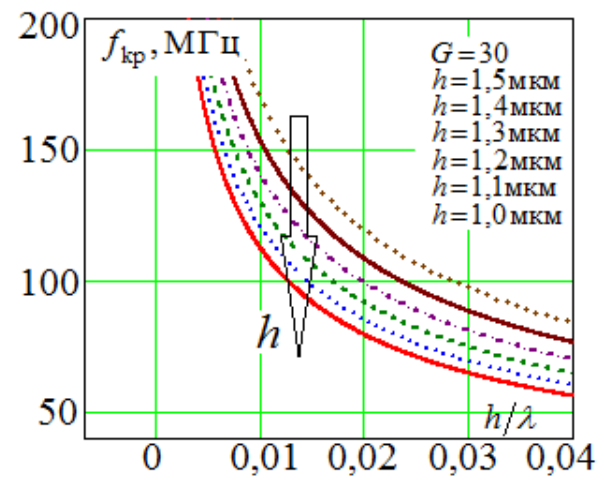
$$\lambda_{кр} \geq 4Gh \sqrt{\exp \left[2,824 \frac{h}{\lambda} - 3,622 \left(\frac{h}{\lambda} \right)^2 \right] - 1}; \quad (3.7)$$

$$f_{кр} \leq \frac{V_R}{4Gh \sqrt{\exp \left[2,824 \frac{h}{\lambda} - 3,622 \left(\frac{h}{\lambda} \right)^2 \right] - 1}}. \quad (3.8)$$

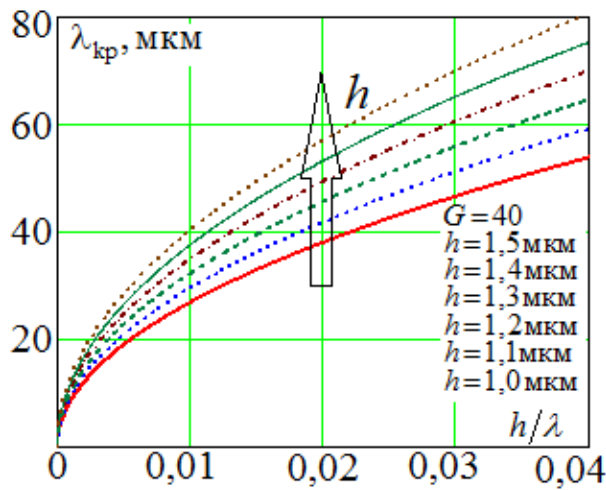
Ці залежності представлено на рис. 3.13 для різних конструктивних параметрів хвиеводу.



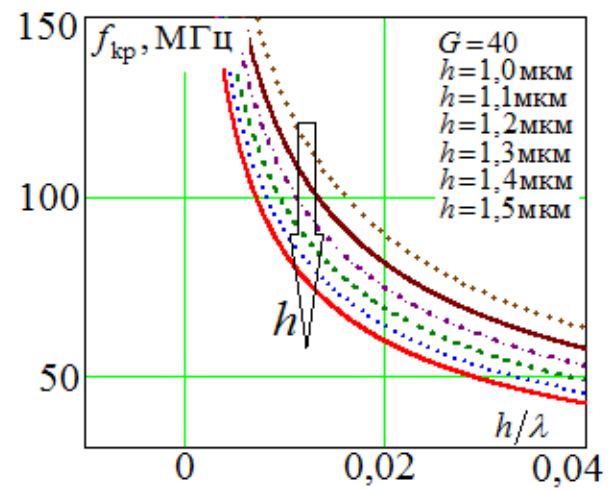
а)



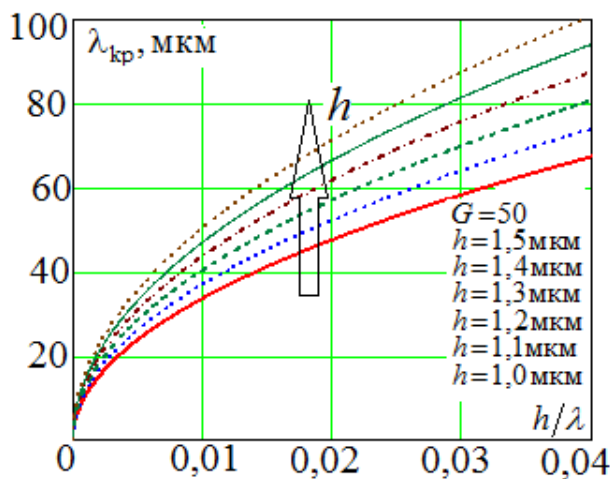
б)



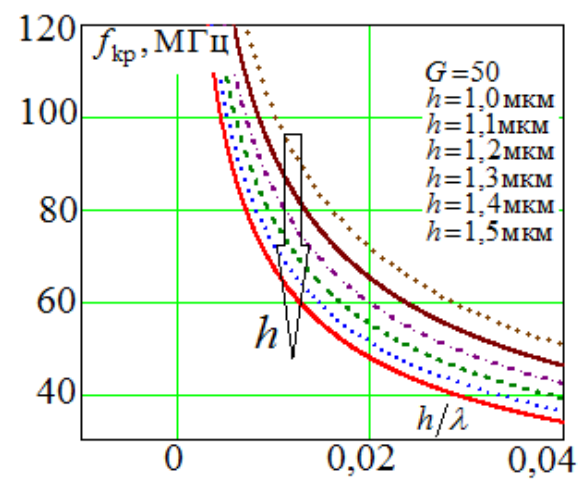
в)



г)



д)



е)

Рис. 3.13. Залежності критичних значень довжини хвилі $\lambda_{кр}$ та частоти $f_{кр}$ від нормованої товщини плівки h/λ

Із рис. 3.13 випливає, що зменшення параметра G дозволяє розширювати область значень h/λ , при яких забезпечується одномодовий режим поширення ПАХ. При цьому відсічка вищих мод коливань відбувається на більш високих частотах.

При проектуванні ПАХ-пристроїв на основі хвильоводних структур необхідно також забезпечити ефективне збудження поверхневих акустичних хвиль у хвильоводі, для чого були дослідженні різні методи передачі максимальної акустичної потужності від джерела у хвильовід і від хвильоводу в навантаження. Задачу узгодження апертури ЗШП з апертурою хвильоводу в пристроях на поверхневих акустичних хвилях виконують концентратори ПАХ (рис. 3.14): малоапертурний ЗШП (а), ЗШП концентричної форми (б); призматичний концентратор (в); багатосмушковий відгалужувач (г), рупорний концентратор (д).

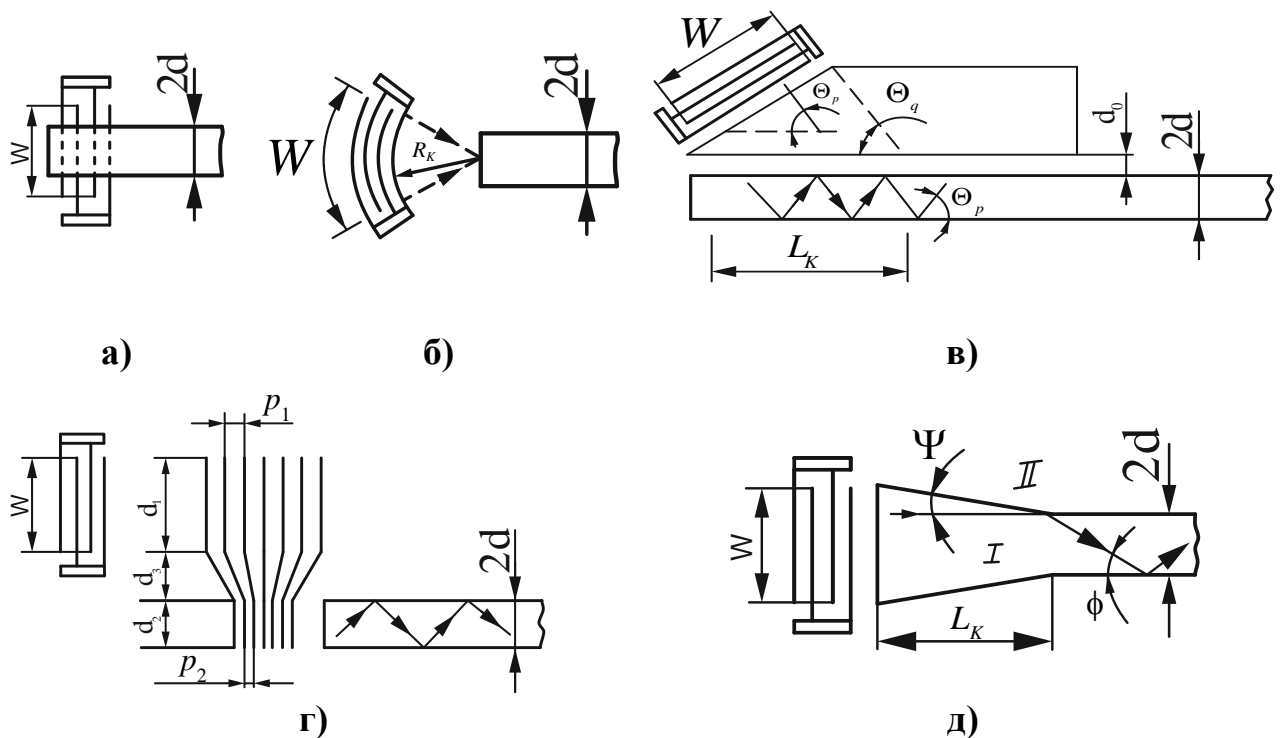


Рис. 3.14. Типи концентраторів поверхневих акустичних хвиль

У випадку використання малоапертурного ЗШП (рис. 3.14, а) для збудження ПАХ у хвильоводі необхідно враховувати дифракційні ефекти, виникаючі за границями першої зони Френеля, границя якої визначається

співвідношенням $l \approx W^2/\lambda$. На відстані, більшому l , розширення пучка призводить до значних енергетичних втрат та спотворенню електричних характеристик. Для типового значення коефіцієнта електромеханічного зв'язку $k^2 = 1 \div 5\%$ оптимальне значення апертури складає $W = (5 \div 10)\lambda$ [191–194].

Акустичне поле в фокальній площині ЗШП концентричної форми (рис.3.14, б) описується формулою [191]:

$$A(x) = \frac{W}{R_k} \frac{\sin(kWx/2R_k)}{kWx/2R_k}, \quad (3.9)$$

де W та R_k – відповідно апертура та радіус кривизни зустрічно-штирового перетворювача; $k = 2\pi/\lambda$ – хвильове число; λ – довжина ПАХ; x – координата від центру поперечного перерізу хвилеводу.

Із формули (3.9) випливає, що ослаблення акустичного поля буде в точках $x_n = \pm \frac{2\pi R_k n}{kW}$, де $n = 1, 2, \dots$, а ефективний діаметр пучка у фокусі ЗШП d_s , що повинен знаходитися на вході хвилеводу, можна представити як:

$$d_s = \frac{4\pi R_k}{kW} = \frac{2\lambda R_k}{W} = \frac{2\lambda}{\alpha}, \quad (3.10)$$

де $\alpha = W/R_k$ – кутова апертура концентричного ЗШП.

Враховуючи (3.6) і умову одномодового режиму поширення ПАХ у хвилеводі з урахуванням отриманого співвідношення для діаметра пучка у фокусі d_s (3.10), який прирівнюємо до ширини хвилеводу $2d_{kp}$, тобто $2d_{kp} = d_s$, можна отримати співвідношення для нормованої апертури W/R_k та радіусу R_k концентричного зустрічно-штирового перетворювача:

$$\frac{W}{R_k} = 4 \sqrt{\exp \left[2,824 \frac{h}{\lambda} - 3,622 \left(\frac{h}{\lambda} \right)^2 \right] - 1}; \quad (3.11)$$

$$R_k = \frac{\mu\lambda}{4\sqrt{\exp\left[2,824\frac{h}{\lambda} - 3,622\left(\frac{h}{\lambda}\right)^2\right] - 1}}, \quad (3.12)$$

де $\mu = W/\lambda$.

На рис. 3.15 зображені залежності нормованої апертури W/R_k та радіусу R_k концентричного зустрічно-штирового перетворювача від нормованої товщини плівки h/λ при різних значеннях μ та довжини ПАХ $\lambda = 46$ мкм.

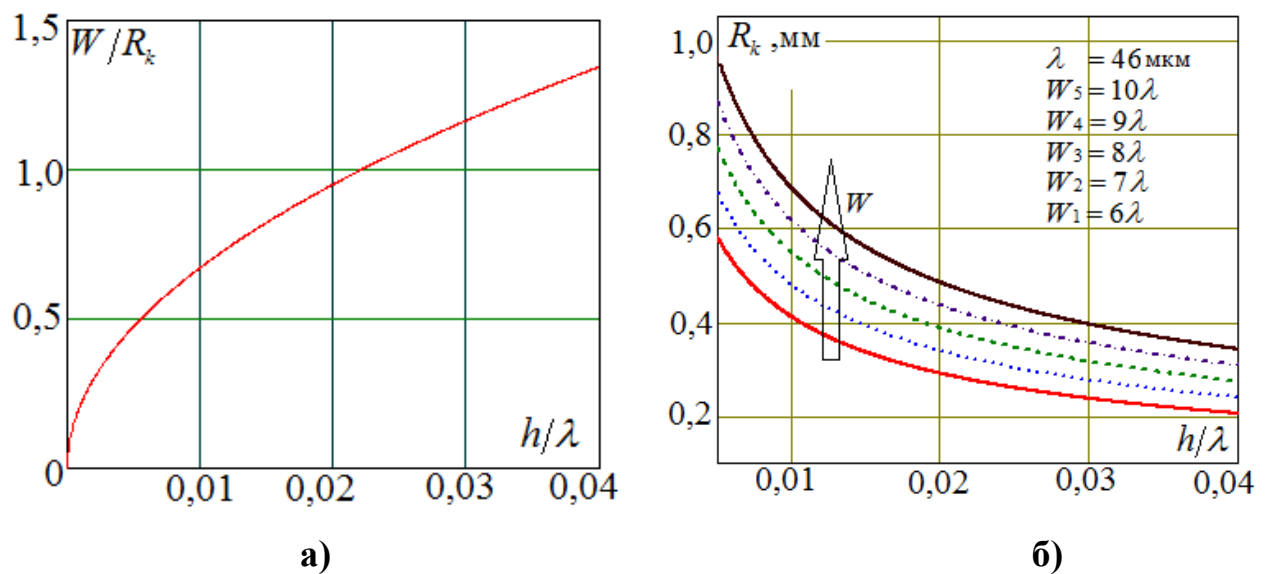


Рис. 3.15. Залежності нормованої апертури W/R_k (а) та радіусу R_k (б) концентричного зустрічно-штирового перетворювача від нормованої товщини плівки h/λ

Як показали експериментальні дослідження [188, 193, 194], концентричний ЗШП має високу ефективність. Однак, його застосування обмежується вимогами точного попадання точки фокуса в центр перерізу хвилеводу.

Робота призматичного концентратора ПАХ (рис. 3.14, в) заснована на тих же принципах, що і робота оптичних призм, широко застосованих для збудження тонкоплівкових світловодів. Концентратор містить тонкоплівкову

призму, ізольовану від хвильоводу зазором d_0 . Вхідний ЗШП розміщений паралельно боковій грані призми. Довжина призми L_k визначається кутом між напрямком поширення ПАХ і віссю хвильоводу Θ_q . При цьому кут між напрямком поширення ПАХ і віссю хвильоводу Θ_p не повинен перевищувати кута повного внутрішнього відбиття ПАХ у хвильоводі. При виборі зазору d_0 необхідно враховувати, що у випадку великого зазору лише мала частина акустичної енергії переходить у хвильовід, а більша відбивається від країв призми та хвильоводу. Якщо зазор занадто малий, то відбувається ефект зворотного переходу енергії ПАХ із хвильоводу в призму. В роботах [195] приведено результати експериментальних досліджень призматичного концентратора на звукопроводі YZ-зрізу ніобат літію із зазором $d_0 = 0,8\lambda$. При апертурі ЗШП $W = 60\lambda$, ширини хвильоводу $2d = 3\lambda$ і куту $\Theta_q = 3,8^\circ$ довжина призми, що виготовлена із плівки Al з підшаром Cr загальною товщиною 100 нм, дорівнювала 10,4 мм.

Для стиснення акустичного пучка можливо також використання багатосмужкових концентраторів, які дозволяють переносити енергію із одного каналу в інший (рис. 3.14, г). Такий концентратор складається із двох робочих каналів і проміжної області. Дві сусідні металеві смужки в каналі 1 і каналі 2 можна розглядати як два планарних конденсатори, увімкннутих паралельно. Біжуча в першому каналі ПАХ індуктує на обкладках верхнього конденсатора заряд з густиною σ_1 , при цьому на обкладках нижнього конденсатора виникає заряд з густиною σ_2 . Очевидно, що $\sigma_1/\sigma_2 = d_2/d_1$, де d_i – відстань між смужками i -го каналу.

Якщо вибрати $d_2 < d_1$, то відбудеться збільшення густини індуктованого заряду на обкладках нижнього конденсатора і, відповідно, підвищення густини акустичної потужності в каналі 2. Таким чином, при проходженні хвилі в каналі 1 через n смужок відбувається поступовий перехід енергії в канал 2, що

приводить до збільшення густини акустичної потужності і зменшення апертури акустичного пучка. Число смужок, що необхідне для повної передачі енергії із каналу в канал визначається згідно співвідношення:

$$n = \frac{n_{opt}(d_1 + d_2 + d_3)}{2\sqrt{d_1 d_2}}, \quad (3.13)$$

де n_{opt} - оптимальне число металевих смужок, що залежить від матеріалу звукопроводу.

Для багатосмужкового концентратора, виготовленого на YZ-зрізі ніобат літію, із стиснення пучка $10 \div 1$ на частоті $f = 115$ МГц відношення $d_1/d_2 = 0,99$ і $n = 190$ [196], що відповідає довжині концентратора $L = 2,3$ мм. При стисненні пучка $15 \div 1$ на частоті $f = 150$ МГц отримано: $d_1/d_2 = 0,989$, $n = 235$ і $L = 2,2$ мм [197].

Для розрахунку рупорного концентратора (рис. 3.15, д) застосовується оптична аналогія [188, 198]. За рахунок навантаження підкладки плівкою хвилеводу швидкості ПАХ в областях концентратора і підкладки неоднакові, границя розділу областей є неоднорідністю, від якої відбивається хвиля. Акустична хвиля, що падає на стінку рупора під кутом Ψ , після відбиття попадає у хвилевід під кутом Φ . Критичний кут повного внутрішнього відбиття акустичного пучка визначається співвідношенням:

$$\Phi_{kp} = \arccos(V/V_{\Pi}), \quad (3.14)$$

де V та V_{Π} – відповідно фазові швидкості ПАХ в області хвилеводу і підкладки.

При $\Phi \leq \Phi_{kp}$ відбувається повне внутрішнє відбиття пучка у хвилеводі.

Із геометрії рис. 3.14, д випливає, що якщо $\Phi = 2\Psi$, то під кутами $\Phi < \Phi_{kp}$ у хвилевід попадуть лише промені, які здійснюють лише одне відбиття у рупорі.

Довжина рупорного концентратора L_k буде визначатися із його геометрії:

$$L_k = \frac{1}{2}(W - 2d)\operatorname{ctg}\Psi. \quad (3.15)$$

У випадку стиснення пучка від $W = 19\lambda$ до $2d = 3,4\lambda$ у пристрої на YZ -зрізі ніобат літію отримано стиснення $W/2d \approx 5,5$ при довжині концентратора $L_k = 9,36 \text{ мм}$ [198].

У перетворювачах лінійних та кутових переміщень з використанням плівкової структури $\text{ZnO-SiO}_{2\text{пл.}}$ доцільно застосувати рупорний концентратор ПАХ, що дозволяє отримати достатню концентрацію ПАХ, а технологія його виготовлення співпадає з технологією нанесення п'єзoeлектричної плівки ZnO на плавлений кварц, тому що концентратор є продовженням хвилеводу і виготовляється з ним в одному технологічному процесі. При цьому необхідно також враховувати втрати на поширення ПАХ у хвилеводі. Характеристика згасання у плівці ZnO з орієнтованою C -віссю, що представляє інтерес у нашому випадку, представлені в [181, 182, 199]. Робочі частоти вимірювального перетворювача знаходяться в діапазоні $50 \div 100 \text{ МГц}$, втрати на поширення ПАХ в області хвилеводу на основі плівки ZnO у цьому випадку слід очікувати в інтервалі $1,5 \div 2,0 \text{ дБ/см}$. Довжина ділянки хвилевідного тракту, що знаходиться під безконтактним ПАХ-приймачем при радіусі кільцевого хвилеводу $R = 15 \text{ мм}$, складає приблизно $9,5 \text{ см}$. Тому слід очікувати згасання ПАХ $14,25 \div 19,0 \text{ дБ}$. Це накладає високі вимоги на ефективність збудження, фокусування та приймання ПАХ.

Використовуючи співвідношення (3.14) для критичного значення кута повного внутрішнього відбиття акустичного пучка від бічних стінок хвилеводу Φ_{kp} та розраховані залежності (рис. 3.11) для фазової швидкості у хвилеводі, можна отримати залежності Φ_{kp} від нормованої товщини плівки ZnO h/λ , що

у подальшому дозволяє отримати, використовуючи формулу (3.15), залежність апертури зустрічно-штирового перетворювача від довжини концентратора L_k та параметрів хвилеводу G та h :

$$W_{kp} = 2L_k \operatorname{tg}(0,5\Phi_{kp}) + 2hG \dots \quad (3.16)$$

В табл. 3.6 і 3.7 та на рис. 3.17 і 3.18 представлено результати розрахунків критичних значень кута Φ_{kp} та апертури зустрічно-штирового перетворювача W_{kp} від товщини плівки ZnO h при фазовій швидкості ПАХ $V_{II} = 3400$ м/с на поверхні підкладки $\text{SiO}_{2\text{пл.}}$ та залежностей для фазової швидкості у хвилеводі V , представлених на рис. 3.11 [188].

Таблиця 3.6. Результати розрахунків критичних значень кута Φ_{kp} від нормованої товщини плівки h/λ

h , мкм	$\Phi_{kp1} = \arccos(V_1/V_{II})$ ($G=20$), град.	$\Phi_{kp2} = \arccos(V_2/V_{II})$ ($G=30$), град.	$\Phi_{kp3} = \arccos(V_3/V_{II})$ ($G=40$), град.	$\Phi_{kp4} = \arccos(V_4/V_{II})$ ($G=50$), град.
0,7	4,908	6,311	7,409	8,244
0,8	5,878	7,499	8,665	9,500
0,9	6,906	8,669	9,848	10,652
1,0	7,953	9,791	10,947	11,703
1,1	8,992	10,852	11,961	12,663
1,2	10,004	11,846	12,896	13,542
1,3	10,979	12,776	13,76	14,352
1,4	11,911	13,644	14,562	15,102
1,5	12,797	14,455	15,308	15,802
1,6	13,637	15,215	16,006	16,457
1,8	15,187	16,600	17,279	17,657
2,0	1,58	17,835	18,419	18,737

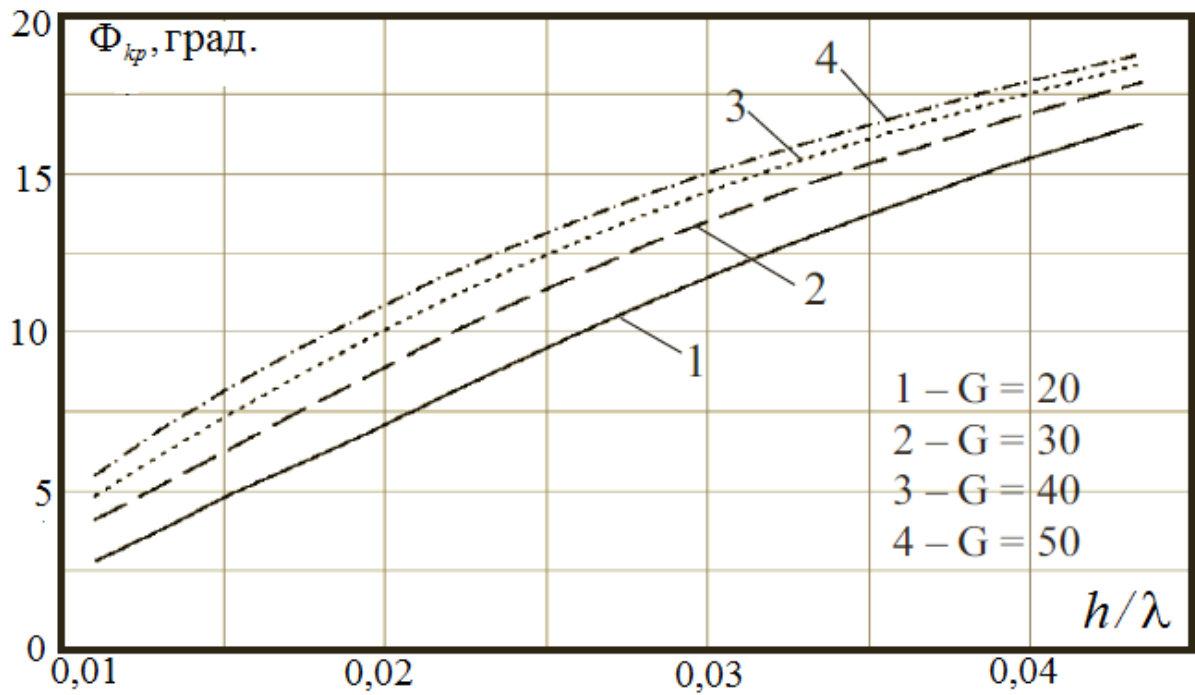


Рис. 3.16. Залежності критичного кута $\Phi_{кр}$ від нормованої товщини плівки h/λ при різних значеннях параметра G

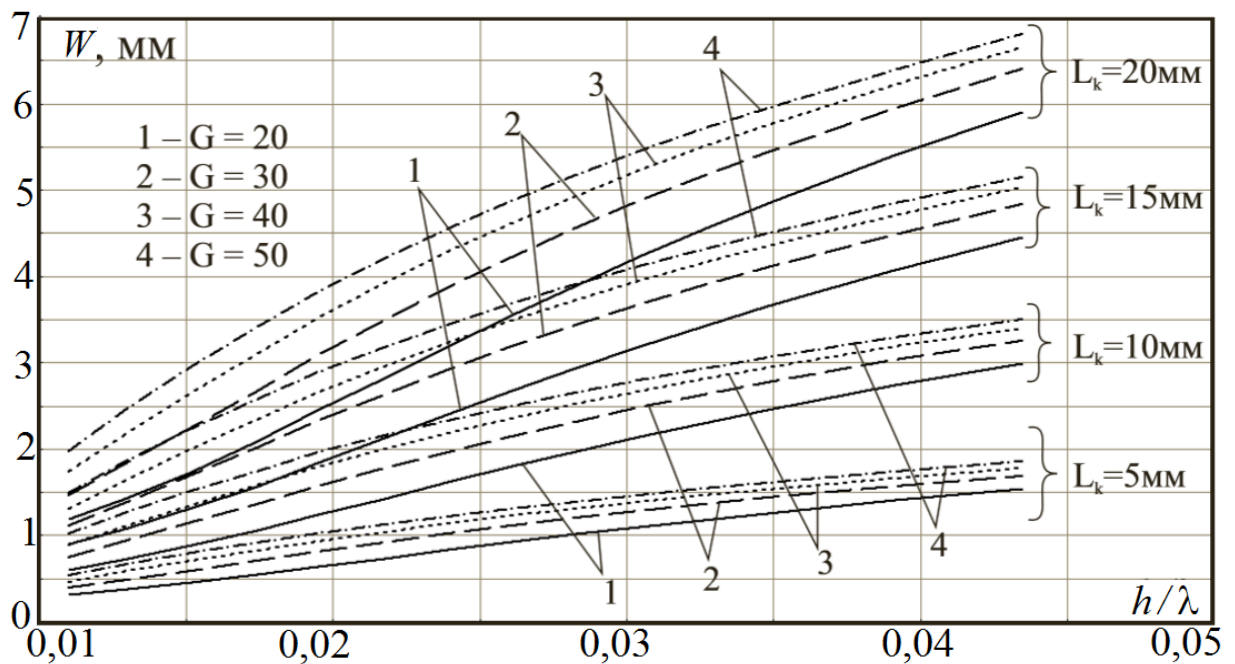


Рис. 3.17. Залежності критичного значення апертури ЗШП $W_{кр}$ від нормованої товщини плівки h/λ при різних значеннях параметра G

В результаті розрахунків при дослідженні фізико-математичних моделей первинних перетворювачів лінійних та кутових переміщень та хвильовідних

п'єзоелектричних структур обґрунтовано наступні конструктивні параметри макетів, представлені в табл. 3.7.

Таблиця 3.7. Розрахункові конструктивні параметри первинних ПАХ-перетворювача лінійних та кутових переміщень

Найменування параметра	ВП на ПАХ		
	лінійних переміщень		кутових переміщень
Матеріал звукопровода (хвильовода)	LiNbO ₃ , YZ – зріз	Структура ZnO-SiO ₂ пл.	Структура ZnO-SiO ₂ пл.
Тип вхідного і контрольного ЗШП	Еквідистантний (рис.2.3)	Еквідистантний (рис. 3.1, б)	Еквідистантний (рис. 3.1, б)
Число електродів вхідного та контрольного ЗШП	40	40	40
Число електродів ЗШП односекційного приймача ПАХ	40	40	40
Число електродів в одній секції 4-х секційного приймача ПАХ	-	-	128
Періоди ЗШП приймача ПАХ, мкм:			
W_1	45,35	45,33	45,33
W_2	46,00	46,00	46,00
W_3	46,75	46,73	46,73
Апертура ЗШП, W , мм	2,0	2,0	2,0
Параметри хвильоводу ПАХ:			
- ширина хвильоводу, $2d$, мкм	-	100 ÷ 200	100 ÷ 200
- товщина плівки ZnO, h , мкм	-	1,0 ÷ 2,0	1,0 ÷ 2,0
- радіус кільцевого хвильоводу, R , мм	-	-	15
Параметри рупорного концентратора ПАХ:			
- довжина концентратора, L_k , мм	-	10	21,75
- коефіцієнт компресії, $W/2d$	-	20 ÷ 10	20 ÷ 10

3.4. Експериментальні дослідження плівкових п'єзоелектричних хвилеводних структур поверхневих акустичних хвиль

3.4.1. Види взаємодії світлового променю з поверхневою акустичною хвилею

У даній роботі для дослідження плівкових хвилевідних п'єзоелектричних структур використано оптичний метод, в основі якого лежить взаємодія світлового променю з акустичною хвилею [200–202]. Механізм взаємодії світла з ПАХ може інтерпретуватись або як дифракція світла на неоднорідностях середовища, що викликані розповсюдженням акустичної хвилі (коли діаметр світлового пучка значно перевищує довжину акустичної хвилі), або як модуляція світлової хвилі, обумовлена періодичною зміною нормальної компоненти зміщення (коли діаметр світлового пучка менший за половину довжини ПАХ). В останньому випадку ефект розділення дифракційних порядків слабшає та зі збільшенням довжини ПАХ прагне до нуля. Фазова модуляція пропорційна подвоєному добутку модуля хвильового вектора світла на амплітуду ПАХ. Коли діаметр світлового пучка значно перевищує довжину акустичної хвилі, ПАХ відіграє роль дифракційної ґратки з періодом, рівним довжині ПАХ λ , та згідно законам розсіяння світла на подібній структурі кут розсіяння θ_m визначається відомим з оптики співвідношенням (рис. 3.18):

$$\theta_m = \theta_0 + \arcsin(m\lambda_c/\lambda). \quad (3.17)$$

де θ_0 - кут падіння; λ_c – довжина світлової хвилі; m - номер дифракційного порядку, $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

Оскільки решітка пересувається у середовищі зі швидкістю ПАХ, то внаслідок ефекту Доплера частота світла у m -му дифракційному порядку $\omega_m = 2\pi f_m$ буде зміщена відносно частоти падаючого світла $\omega_0 = 2\pi f_0$ на частоту, кратну частоті ПАХ $\omega = 2\pi f$:

$$\omega_m = \omega_0 + m\omega, \quad (3.18)$$

де $\omega = 2\pi V/\lambda = kV$; k і V – хвильове число і фазова швидкість ПАХ;
 $\omega_0 = 2\pi c/\lambda_c = k_i c$; k_i і c – хвильове число і швидкість світла.

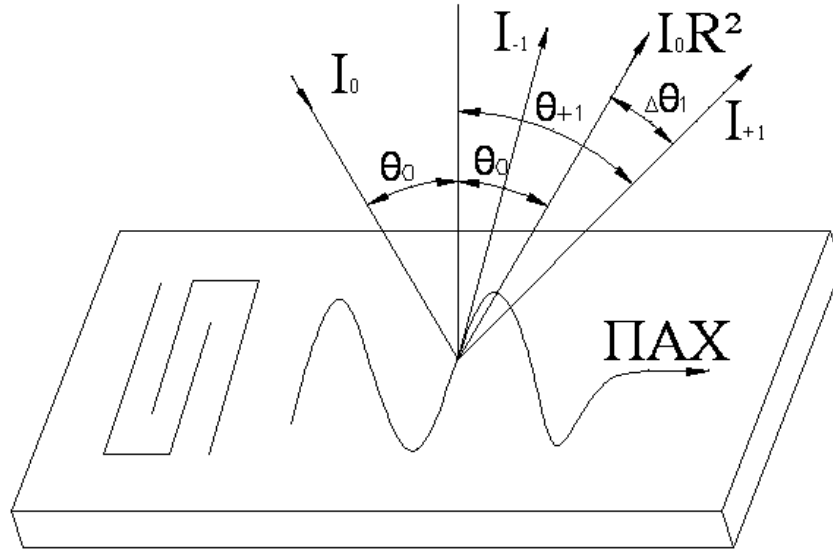


Рис. 3.18. Дифракція світлового променя
на поверхневій акустичній хвилі

Відносне розподілення інтенсивності світла у m -му порядку дифракції для біжучої ПАХ визначається як:

$$\frac{I_m}{I_0} = \frac{J_m^2(2k_i A_0 \cos \theta_0)}{J_0^2(2k_i A_0 \cos \theta_0)}, \quad (3.19)$$

де I_m – інтенсивність світла у m -му порядку дифракції; I_0 – інтенсивність падаючого світла; J_m – функція Бесселя m -го порядку першого роду; A_0 – амплітуда ПАХ.

За малих викривлень поверхні, коли $2k_i \cos \theta_0 = 0, 2$, J_m можна представити у вигляді:

$$(-1)^m J_{-m}(x) = J_{+m}(x) = \frac{x}{2m!}, \quad m > 0 \quad (3.20)$$

Тоді

$$\frac{I_m}{I_0} = R^2 \frac{(k_i A_0 \cos \theta_0)^{2m}}{(m!)^2}, \quad (3.21)$$

де R – коефіцієнт відбиття світлового пучка, а значить, інтенсивність випромінювання у m -му порядку дифракції буде пропорційна $(A_0)^{2m}$:

$$I_m = I_0 R^2 \frac{(k_i A_0 \cos \theta_0)^{2m}}{(m!)^2}. \quad (3.22)$$

Як правило при оптичному зондуванні для визначення амплітуди ПАХ вимірюють інтенсивність світла в ± 1 -му порядку дифракції, тому що інтенсивність світла в дифракційних порядках вище 1-го надзвичайно мала. Звідси амплітуда ПАХ визначається згідно формули:

$$A_0 = \frac{1}{R \cdot k_i \cos \theta_0} \cdot \sqrt{\frac{I_{\pm 1}}{I_0}}. \quad (3.23)$$

Якщо у досліджуваному пристрою розповсюджується ПАХ у зустрічних напрямках, тобто маємо режим стоячої хвилі, то

$$\frac{I_{\pm 1}}{I_0} = (R \cdot k_i A_0 \cos \theta_0)^2 + (R k_i \cos \theta_0)^2 + 2R^2 k_i^2 \frac{A_0^2}{S} \cos^2 \theta_0 \cdot \cos(2\omega t), \quad (3.24)$$

де S – коефіцієнт стоячої хвилі ПАХ.

У такій ситуації вимірювання загальної інтенсивності дифрагованого світла не дає однозначної інформації про амплітуду ПАХ.

Окрім амплітуди ПАХ методи оптичного зондування дозволяють вимірювати швидкість розповсюдження:

$$V = \frac{\lambda_c \omega}{2\pi(\cos \theta_0) \Delta \theta_1}, \quad (3.25)$$

де $\Delta \theta_1 = \arcsin(\lambda_c / \lambda)$.

Вимірюючи фазову швидкість ПАХ на вільній металізованій поверхні V_m , можемо розрахувати коефіцієнт електромеханічного зв'язку:

$$k^2 \cong 2\Delta V / V, \quad (3.26)$$

де $\Delta V / V = (V - V_m) / V$ – відносна зміна швидкості ПАХ, що відбувається при закорочуванні тангенційної складової електричного поля на поверхні

п'єзоелектрика за допомогою нескінченно тонкої, що немає механічного навантаження, плівки з високою електропровідністю.

Існуючі методи оптичного зондування можна розділити на методи: прямого зондування; з використанням опорних пучків (гетеродинні) [200–202].

В основі метода прямого зондування лежить вимірювання відносної інтенсивності світла в першому дифракційному порядку, що дозволяє отримувати значення нормальної складової зміщення, викликаного ПАХ. Якщо встановити досліджуваний зразок на столик з мікрометричним переміщенням за двома координатами, то можна знімати енергетичні профілі ПАХ у різних перерізах акустичного пучка. Це дозволяє вимірювати згасання ПАХ, фазову швидкість і досліджувати дифракційні явища у мікроструктурах на ПАХ. Чутливість метода обмежується розсіянням світла на дефектах поверхні пристроїв та дробовим шумом фотодетектора. Основний недолік метода прямого зондування – неможливість фазових вимірювань.

Для отримання фазової інформації потрібна наявність інтерференції світла, дифрагованого на ПАХ, із деяким опорним пучком. Важливою вимогою при використанні методів оптичного зондування з опорними пучками є колінеарність сигнального і опорного променів, яка має значний вплив на роботу вимірювальної установки. Найбільш чутливі вимірювальні установки гомодинного типу, котрі використовують опорні пучки, що мають зсув за частотою відносно частоти світла, падаючого на зразок. Цей зсув може здійснюватись акустооптичним модулятором (АОМ). Оптична частина систем такого типу звичайно має вигляд інтерферометра Майкельсона, в якому роздільне дзеркало замінено на комірку Брегга, у результаті чого забезпечується несуча частота сигналу. Уведення такої несучої частоти призводить до деяких переваг при подальшій обробці сигналу, перш за все, до того, що флуктуації оптичної довжини шляху не приносять похибок, оскільки їх спектр не потрапляє у смугу обробки сигналу, а значить, система вільна від завад, пов'язаних з вібрацією, градієнтами температур і т.д.

3.4.2. Теоретичне обґрунтування дослідження амплітуди та фази поверхневих акустичних хвиль на установці лазерного зондування гомодинного типу

Дослідження розподілення амплітуди і фази ПАХ, що поширюються по поверхні п'єзоелектричного звукопроводу (хвилеводу) здійснювалось на установці оптичного зондування гомодинного типу, функціональна схема якої представлена на рис. 3.19 [202].

Пучок світла від гелій-неонового лазера ЛГ-38, що працює в одномодовому режимі на частоті f_0 , проходить через акустооптичний модулятор (АОМ), у якому поширюється об'ємна акустична хвиля з частотою $\omega_B = 2\pi f_B$, що збуджується за допомогою електричного сигналу від генератора ГЗ-41. Пучок світла дифрагує на об'ємній акустичній хвилі і дифрагований світловий пучок з частотою $(f_0 + f_B)$ відбивається від дзеркала 1 і повертається по тому ж шляху в акустооптичний модулятор. Цей пучок в подальшому приймається за опорний.

Сигнальний світловий пучок проходить, не дифрагуючи, через акустооптичний модулятор на зеркало 2, а потім на пристрій на ПАХ, в якому за допомогою генератора Г4-119А збуджується поверхнева акустична хвиля з частотою f , і повертається в акустооптичний модулятор, маючи при цьому частоту $(f_0 - f)$. Контроль частоти ПАХ контролюється за допомогою вимірювача частоти ЧЗ-54.

Опорний і сигнальний світлові пучки дифрагують в АОМ на об'ємній акустичній хвилі. Недифрагований опорний і дифрагований сигнальний пучки після АОМ попадають на фотоприймач ФЭУ-84, в якому вони змішуються.

Зондувальний пучок за допомогою лінзи фокусується до розмірів, що менші $\lambda/4$, де $\lambda = V/f$; V і λ – фазова швидкість і довжина ПАХ. При цьому взаємодія світлового пучка з ПАХ зводиться до фазової модуляції світлової

хвилі частотою ω в результаті періодичної зміни оптичного шляху сигнального пучка.

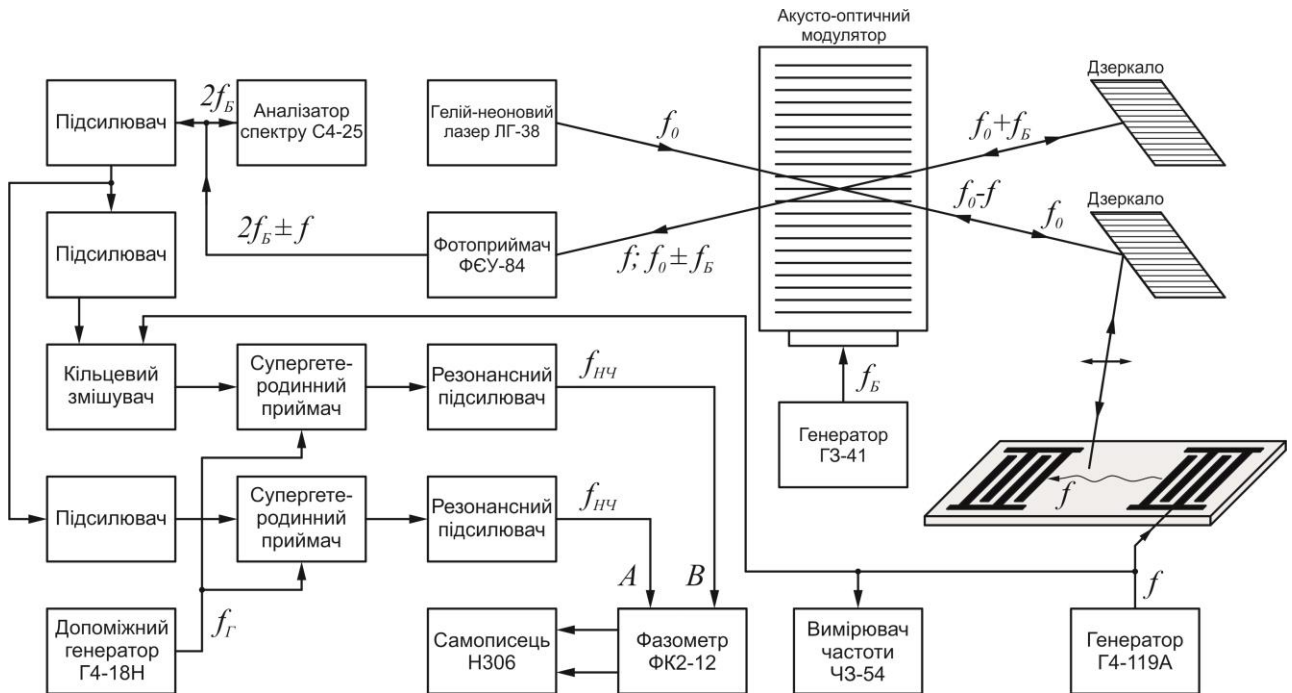


Рис. 3.19. Функціональна схема установки оптичного зондування гомодинного типу

Нехай сигнальна світлова хвиля має у площині фотодетектора за відсутності ПАХ напруженість електричного поля:

$$E_c = RE_0 \exp\{j[(\omega_0 - \omega_B)t - \Psi_c]\}, \quad (3.27)$$

де E_0 – напруженість електричного поля падаючої світлової хвилі; Ψ_c – набігання фази у сигнальному каналі при проходженні шляху від лазера до фотоприймача за відсутності ПАХ.

Якщо у досліджуваному пристрої розповсюджується ПАХ, яка викликає зміну довжини шляху від лазера до фотоприймача на величину $2A_0 \cos(\omega t + \Psi_{\text{ПАХ}})$, де $\Psi_{\text{ПАХ}}$ – фаза ПАХ у даній точці поверхні, тоді у площині фотодетектора електрична складова сигнальної світлової хвилі:

$$E_c = RE_0 \exp\{j[(\omega_0 - \omega_B)t - \Psi_c - 2k_i A_0 \cos(\omega t + \Psi_{\text{ПАХ}})]\}. \quad (3.28)$$

Опорна хвиля у площині фотодетектора буде мати електричну складову:

$$E_{\text{оп}} = DE_0 \exp\{j[(\omega_0 + \omega_{\text{б}})t - \Psi_0]\}, \quad (3.29)$$

де Ψ_0 – набігання фази при проходженні опорним променем відстані від лазера до фотоприймача; D – коефіцієнт, що враховує зміну амплітуди світлової хвилі в АОМ та при відбитті від дзеркал.

Фотострум у колі фотодетектора з чутливістю η :

$$i_{\Phi} = \eta |E_c + E_{\text{оп}}|^2. \quad (3.30)$$

Підставивши (3.28) та (3.29) у (3.30) та застосувавши тригонометричні перетворення, запишемо змінну складову фотоструму у вигляді:

$$i_{\Phi} = I_{\Phi m} (B - C), \quad (3.31)$$

де $B = \cos(2\omega_{\text{б}}t + \theta) - k_i A_0 \sin[(2\omega_{\text{б}} + \omega)t + \theta + \Psi_{\text{ПАХ}}]$;
 $C = k_i A_0 \sin[(2\omega_{\text{б}} - \omega)t + \theta - \Psi_{\text{ПАХ}}]$; $\theta = \Psi_c - \Psi_0$; $J_{\Phi m} = 2\eta R D E_0^2$.

Із формули (3.31) видно, що на виході фотоприймача є складові з частотами $2\omega_{\text{б}}$, $(2\omega_{\text{б}} + \omega)$, $(2\omega_{\text{б}} - \omega)$, причому амплітуда складових $(2\omega_{\text{б}} \pm \omega)$ пропорційна амплітуді ПАХ. Виділяючи за допомогою електронного блоку обробки сигналу відповідну спектральну складову, отримують значення амплітуди ПАХ. Електронний приймальний пристрій забезпечує підсилення й необхідні частотні перетворення вихідного сигналу фотоприймача.

На виході фотодетектора напруга:

$$u_{\Phi}(t) = U_m \left\{ \cos(2\omega_{\text{б}}t + \theta) - k_i A_0 \sin[(2\omega_{\text{б}} + \omega)t + \theta + \Psi_{\text{ПАХ}}] - \right. \\ \left. k_i A_0 \sin[(2\omega_{\text{б}} - \omega)t + \theta - \Psi_{\text{ПАХ}}] \right\}, \quad (3.32)$$

де $U_m = I_{\Phi m} R_{\text{Н}}$; $R_{\text{Н}}$ – опір у колі фотодетектора. Цей сигнал поступає в підсилювач з регульованим коефіцієнтом підсилення, а потім на широкосмугові підсилювачі. Після широкосмугового підсилювача сигнал поступає на кільцевий змішувач, на другий вхід котрого подається сигнал з частотою ПАХ ω . З виходу підсилювача сигнал поступає на змішувач, на другий вхід якого поступає сигнал від генератора Г4-18А. Два супергетеродинних приймача забезпечують перенесення сигналів з частотою

$(2\omega_B - \omega)$ на певну фіксовану частоту $\omega_{ПЧ}$ за допомогою відповідної настройки допоміжного генератора Г4-18А на частоту $\omega_{ГЕТ}$ так, щоб:

$$\omega_{ПЧ} = \omega_{ГЕТ} - (2\omega_B - \omega). \quad (3.33)$$

Резонансні підсилювачі з регульованим коефіцієнтом підсилення налаштовані на частоту $\omega_{ПЧ}$. Сигнали на виході резонансних підсилювачів:

- у вимірювальному каналі A :

$$U_A \sim k_i A_0 \cos(\omega_{ПЧ} t + \theta - \Psi_{ПАХ} + \pi/2 + \Psi_1 + \Psi_A + \Psi_{ГЕТ}). \quad (3.35)$$

- у опорному каналі B :

$$U_B \sim U_{Bm} \cos(\omega_{ПЧ} t + \theta + \pi/2 + \Psi_2 + \Psi_B + \Psi_{ГЕТ}), \quad (3.36)$$

де Ψ_1 та Ψ_2 – фазові зсуви у каналах, котрі будемо вважати постійними при зміні частоти ω у певних межах; Ψ_A та Ψ_B – фазові зсуви у каналах A та B ; $\Psi_{ГЕТ}$ – початкова фаза гетеродина.

Таким чином, у вимірювальному каналі амплітуда сигналу пропорційна амплітуді ПАХ. Напруги U_A та U_B подаються на фазометр ФК2-12, де вимірюється різниця фаз: $\Psi = \Psi_B - \Psi_A = \Psi_{ПАХ} + C$, де $(C = \Psi_2 - \Psi_1 + \Psi_B - \Psi_A)$, тобто показання фазометра пропорційні фазі ПАХ та не залежать від оптичної фази θ , що підтверджує нечутливість системи до флуктуацій оптичної довжини шляху.

Запис амплітуди та фази ПАХ здійснюється за допомогою самозаписувального пристрою 20 (Н306), на Y – вхід якого подається напруга від фазометра ФК2-12, на X – вхід подається з прецизійного потенціометра напруга, що пропорційна переміщенню досліджуваного пристрою на ПАХ.

Зміна фази вздовж напрямку розповсюдження ПАХ дозволяє також розрахувати фазову швидкість у досліджуваному зразку. Дійсно, якщо фаза у точці 1 на досліджуваному зразку Ψ_{01} , а у точці 2, що лежить на відстані L від точки 1, Ψ_{02} , то $\Psi_{02} = \Psi_{01} + kL$; $k = 2\pi/\lambda = \omega/V$.

Якщо на відрізку L розміщується ціле число довжин хвиль n , то різниця фаз у точках 1 та 2 рівна 0 і фазова швидкість $V = \omega L / 2\pi n = f\lambda$.

3.4.3. Результати експериментальних досліджень плівкових п'єзоелектричних хвильоводних структур

Досліджені плівкові хвильоводи та концентратори поверхневих акустичних хвиль на основі структури плавлених кварц-п'єзоелектрична плівка окису цинку ($\text{ZnO-SiO}_{2\text{пл.}}$). Експериментальні результати отримані з використанням лазерної установки оптичного зондування гомодинного типу, в якій застосована модуляція світлової хвилі, обумовлена періодичною зміною нормальної компоненти зміщення ПАХ (коли діаметр світлового пучка лазера менший за половину довжини ПАХ), яка дозволяє досліджувати розподілення амплітуди і фази ПАХ, що поширюється по поверхні хвильоводу [202].

Збудження хвильоводів на частотах $f = 69 \div 72$ МГц ($\lambda \approx 46,5 \div 48,55$ мкм) здійснювалося за допомогою малоапертурного зустрічно-штирового перетворювача (ЗШП), концентричного ЗШП і рупорного концентратора [188, 193, 194].

За допомогою малоапертурного ЗШП, апертура якого $W = 0,46$ мм, збуджувався хвильовід з шириною $2d = 100$ мкм при товщині плівки ZnO $h = 1,0 \div 1,2$ мкм.

Характеристики концентричного ЗШП залежать від радіусу його кривизни R_k . Розрахунок ширини хвильового пучка у фокусі знаходився за формулою (3.10): $d_s = 2\lambda R_k / W$, де W – апертура ЗШП; λ – довжина ПАХ. Експериментально досліджено хвильоводний модуль з шириною хвильоводу $2d = 100$ мкм, концентричним ЗШП з апертурою $W = 2$ мм та радіусом кривизни $R_k \approx 2,17$ мм при товщині плівки ZnO $h = 1,0 \div 1,2$ мкм.

Рупорний концентратор ПАХ експериментально досліджувався з прямолінійним та кільцевим хвильоводом з радіусом $R = 15$ мм. Критичні значення кута повного внутрішнього відбиття акустичного пучка Φ_{kp} і апертури ЗШП W_{kp} знаходилися за співвідношеннями (3.14) та (3.16).

Експериментально досліджено ряд прямолінійних і кільцевих хвильоводів шириною $2d = 100 \div 150$ мкм і товщиною п'єзоелектричної плівки ZnO $h = 1,0 \div 1,2$ мкм.

На рис. 3.20 зображено експериментальні зразки прямолінійного та кільцевого хвильоводів ПАХ. Структура входних та контрольних зустрічно-штирових перетворювачів: плавлений кварц-ЗШП-п'єзoeлектрична плівка ZnO-металевий електрод, що закорочує електричне поле плівки (рис. 3.1, б).

Зустрічно-штирові перетворювачі виготовлялися методом напилення алюмінію товщиною $0,30 \div 0,35$ мкм на підкладку із плавленого кварцу $\text{SiO}_{2\text{пл.}}$ на установці вакуумного напилення УВН-71П-3.

Напилення п'єзoeлектричної плівки ZnO товщиною $h = 1,0 \div 1,2$ мкм для формування плівкових ЗШП, хвильоводів та концентраторів виконувалось на установці іонно-плазменного напилення УРМ3.279.026.

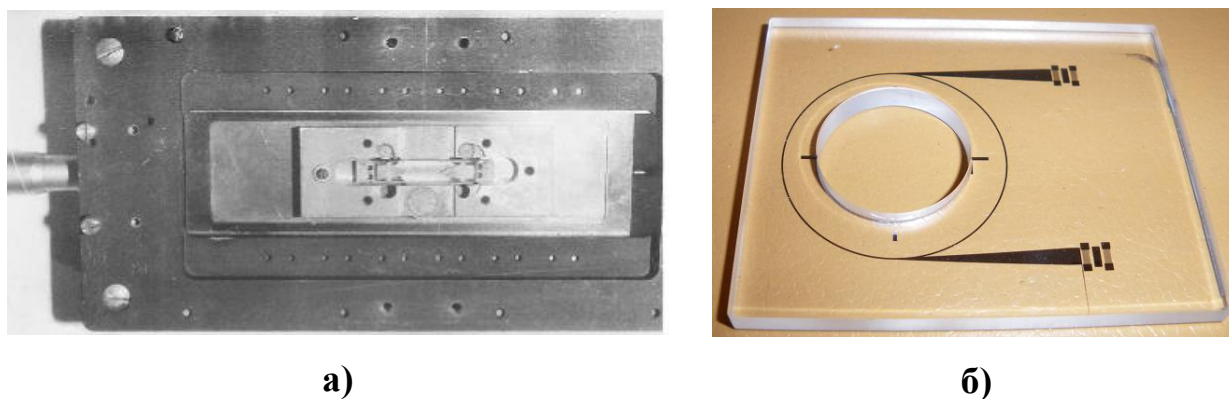


Рис. 3.20. Експериментальні зразки прямолінійного (а) та кільцевого (б) ПАХ-хвильоводів

На рис.3.21 зображено профілі ПАХ на вході хвильоводів при різних методах збудження: ширина хвильоводів $2d = 100$ мкм; товщина п'єзoeлектричної плівки ZnO $h = 1,0$ мкм; довжина рупорного концентратора $L_k = 21,75$ мм; радіус концентричного ЗШП $R_k \approx 2,17$ мм.

Малоапертурний ЗШП має низьку ефективність збудження, що призводить до швидкого згасання ПАХ у хвильоводі. Концентричний ЗШП має значно більшу ефективність у порівнянні з малоапертурним, але його використання обмежено необхідністю точного потрапляння точки фокусу на вхід хвильоводу, що представляє собою значну технологічну складність.

Використання рупорного концентратора дозволяє з достатньою ефективністю збуджувати ПАХ у хвильоводі. Недоліком є значна його довжина при великих коефіцієнтах стиснення акустичного пучка. Але застосування

його у перетворювачах лінійних переміщень, а особливо кутових переміщень та швидкості, є доцільним, з урахуванням конструктивних особливостей, і дозволяє отримати достатню концентрацію ПАХ, а технологія його виготовлення співпадає з технологією нанесення п'єзoeлектричної плівки ZnO на плавлений кварц як для формування плівкових ЗШП, так і концентратора і хвилеводу, які виготовляються в одному технологічному процесі.

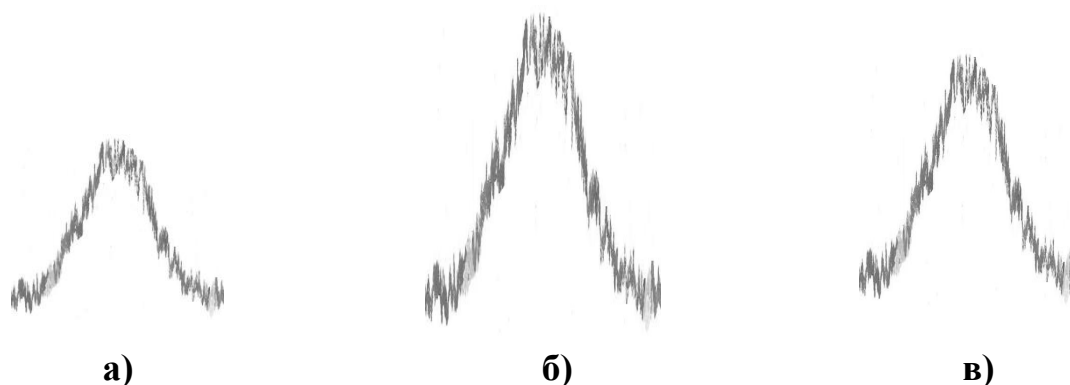


Рис. 3.21. Профілі ПАХ на вході хвилеводу при різних методах збудження: а – малоапертурний ЗШП; б – концентричний ЗШП; в – рупорний концентратор

На рис. 3.22 зображено залежності амплітуди (а) і фази (б) ПАХ вздовж напрямку поширення на окремій ділянці хвилеводу.

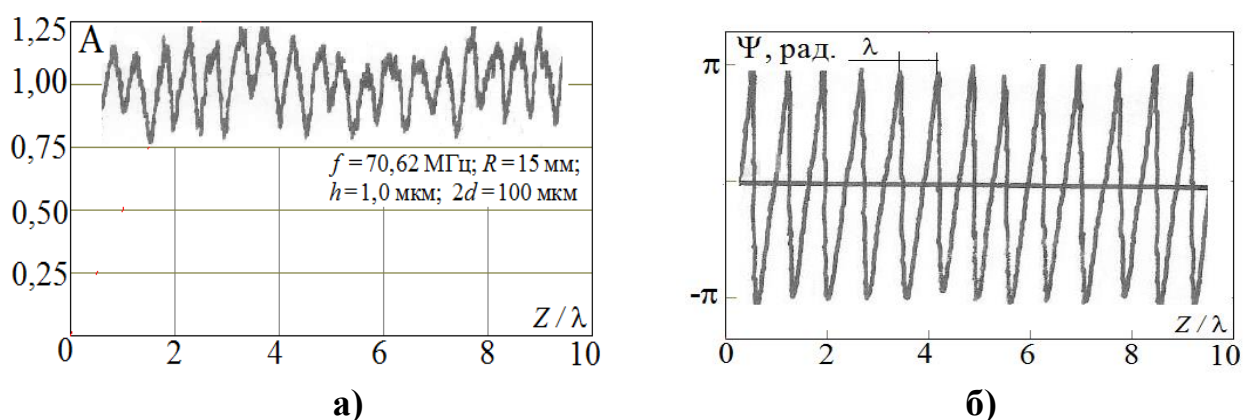
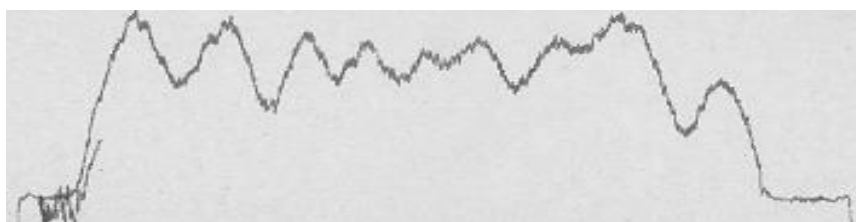


Рис. 3.22. Експериментальні залежності амплітуди (а) і фази (б) ПАХ вздовж напрямку поширення

На рис. 3.23 зображено профілі ПАХ в окремих перерізах кільцевого хвилеводу з рупорним концентратором поверхневих акустичних хвиль. Середнє згасання амплітуди ПАХ в кільцевому хвилеводі складає $20 \div 25$ дБ.



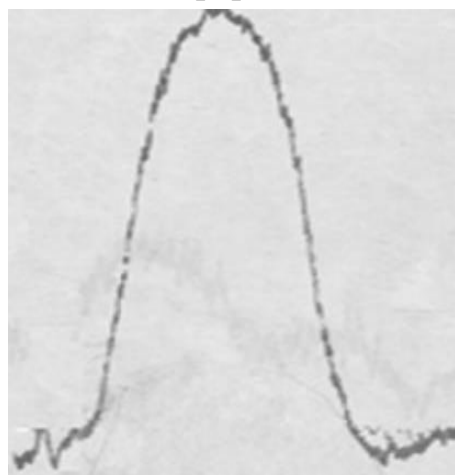
Переріз А

$$f = 70,62 \text{ МГц};$$

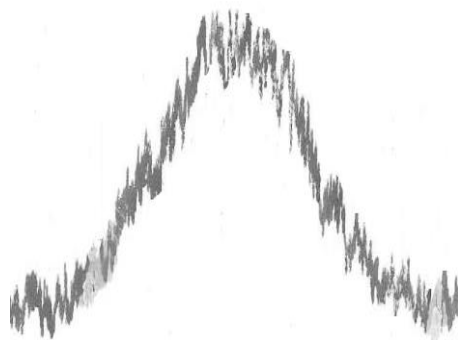
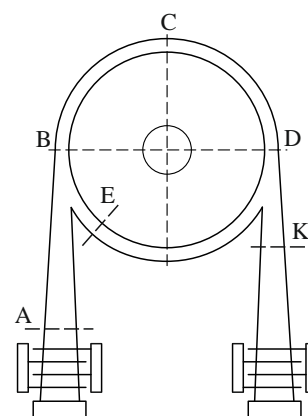
$$R = 15 \text{ мм};$$

$$h = 1,0 \text{ мкм};$$

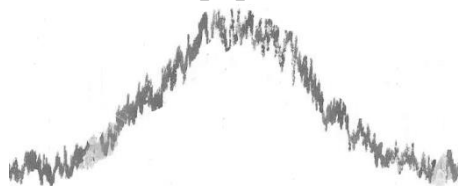
$$2d = 100 \text{ мкм}$$



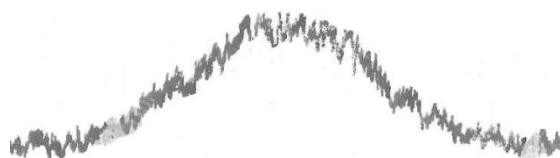
Переріз В



Переріз С



Переріз D



Переріз К



Переріз Е

Рис.3.23. Профілі ПАХ в перерізах кільцевого хвильоводу з рупорним концентратором поверхневих акустичних хвиль

На рис. 3.24 зображені усереднені залежності згасання амплітуди ПАХ в кільцевому хвилеводі при зміні ширини хвилеводу в інтервалі $2d = 100 \div 150$ мкм.

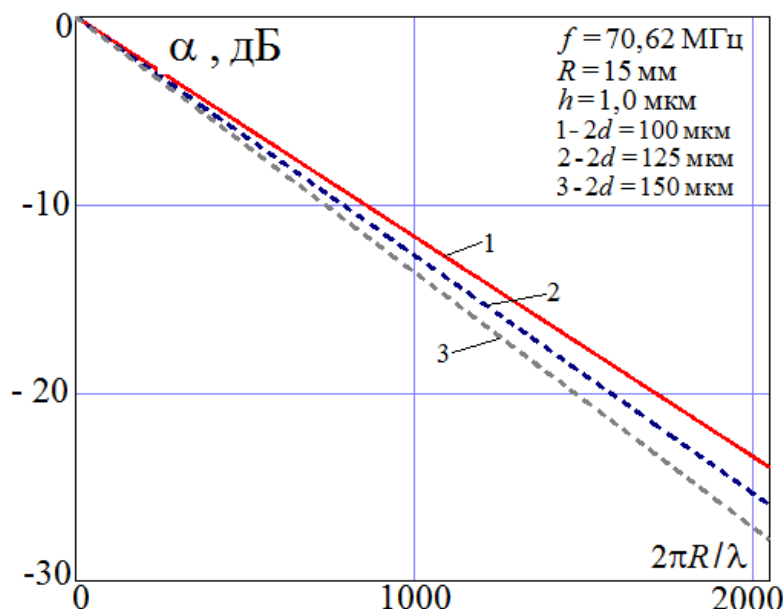


Рис. 3.24. Експериментальні усереднені залежності згасання амплітуди ПАХ в кільцевому хвилеводі

В результаті експериментів отримано, що при товщині плівки ZnO $h = 1,0 \div 1,2$ мкм середнє згасання амплітуди ПАХ у прямолінійному хвилеводі складає $1,5 \div 2,0$ дБ/см. Згасання амплітуди ПАХ в кільцевому хвилеводі з радіусом $R = 15$ мм складає 2,4 дБ/см. При зміні ширини кільцевого хвилеводу з 100 мкм до 150 мкм згасання амплітуди ПАХ збільшувалось майже до 2,8 дБ/см, при цьому спостерігалось спотворення форми профілю хвилі, що пояснюється можливим порушенням одномодового режиму поширення хвилі.

3.5. Висновки до розділу

Створення модифікованої математичної моделі плівкового п'єзоелектричного ПАХ-хвилеводу з використанням апроксимації результатів вимірювання фазової швидкості ПАХ в необмеженій плівковій структурі ZnO-

SiO₂пл. дозволило виконати математичне моделювання і визначити конструктивні параметри хвилеводу, концентратора та зустрічно-штирових перетворювачів акустoeлектричного модуля на ПАХ, які забезпечують одномодовий режим біжучої ПАХ. В результаті випробувань зразків лінійних та кільцевих плівкових п'єзоелектричних хвилеводів з товщиною плівки ZnO $1,0 \div 1,2$ мкм на лазерній установці гомодинного типу отримано середнє згасання амплітуди ПАХ у прямолінійному хвилеводі $1,5 \div 2,0$ дБ/см. Згасання амплітуди ПАХ в кільцевому хвилеводі з радіусом 15 мм складає 2,4 дБ/см. Результати досліджень показали можливість використання плівкових п'єзоелектричних хвилеводів ПАХ в акустoeлектронних перетворювачах лінійних, кутових переміщень та швидкості. У кожному конкретному випадку необхідно обґрунтовувати вибір того чи іншого методу збудження хвилеводу, конструктивних параметрів модулів на поверхневих акустичних хвилях, які будуть забезпечувати одномодовий режим поширення поверхневих акустичних хвиль.

Р О З Д І Л 4

СХЕМО–ТЕХНІЧНІ ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ ТА ПРАКТИЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ 3-Х ЧАСТОТНОГО ГЕНЕРАТОРНОГО БЛОКУ АКУСТОЕЛЕКТРОННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЛІНІЙНИХ ТА КУТОВИХ ПЕРЕМІЩЕНЬ З БЕЗКОНТАКТНИМ ПРИЙМАЧЕМ ПОВЕРХНЕВИХ АКУСТИЧНИХ ХВИЛЯХ

У цьому розділі приведена порівняльна характеристика стабільних високочастотних автогенераторів, обґрунтована доцільність розробки 3-х частотного генераторного блоку на базі 3-х ПАХ-генераторів, в яких в якості частотнозадавальних елементів використано лінії затримки з секційним зустрічно-штировим перетворювачем, що дозволило отримати високу стабільність генерованих коливань та необхідний діапазон настроювання частоти. Вихідний сигнал генераторного блоку має вигляд суперпозиції 3-х синусоїдних електричних коливань на частотах $f_1 = 70,62$ МГц, $f_2 = f_1(1 - \delta_2)$ і $f_3 = f_1(1 + \delta_3)$, де $\delta_2 = 1/64$ та $\delta_3 = 31/2048$.

Представлені розроблені зразки ЛЗ на ПАХ з секційним ЗШП, 3-х частотного генераторного блоку на базі ПАХ-генераторів та результати експериментальних досліджень підтверджують доцільність їх використання у складі акустoeлектронних перетворювачів лінійних, кутових переміщень та швидкості з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль.

4.1. Обґрунтування вибору генератора електричних коливань для 3-х частотного генераторного блоку

В якості джерел високочастотних коливань у сучасних радіотехнічних системах використовуються автогенератори з коливальними системами на LC-елементах, з механічними коливальними системами (кварцові автогенератори) та коливальними системами на поверхневих акустичних хвилях [203, 204].

Для побудови LC -автогенераторів з використанням транзисторів використовуються наступні схеми: ємнісна, індуктивна та трансформаторна триточкові схеми. Порівняльний аналіз показує, що кращі характеристики з точки зору стабільності частоти має ємнісна триточкова схема, що і визначає її широке використання при створенні автогенераторів. Але для забезпечення їх високої стабільності необхідно застосування складних систем автопідстроювання частоти та термостабілізації. У найбільш технологічному мікросмушковому виконанні LC -автогенератори істотно нестабільні. Відносна стабільність частоти таких генераторів $10^{-4} \div 10^{-5}$.

У випадках, коли необхідна більш висока стабільність частоти, в автогенераторах використовуються механічні коливальні системи, із яких найбільше поширення отримали кварцові резонатори. Існування прямого та зворотного п'єзоелектричних ефектів у кварці при практично повному перетворенні електричної енергії в механічну і навпаки, створює умови використання його у якості коливальної системи автогенераторів.

Кварцові резонатори мають форму пластин та стрижнів, які вирізають із кристала кварцу, направляючи вісі симетрії резонаторів відносно кристалографічних вісей. Це дозволяє отримувати резонатори з заданими фізичними властивостями і необхідним значенням температурного коефіцієнта частоти. Частота власних коливань резонатора визначається швидкістю поширення пружних об'ємних хвиль і товщиною резонатора. При цьому можливі коливання на кратних частотах, які називають обертонами (модами).

Технологічні труднощі виготовлення тонких кварцових пластин обмежують верхню межу робочих частот кварцових резонаторів до 50 МГц на основному типі коливань та до 300 МГц за рахунок роботи на непарних механічних гармоніках. Збільшення робочих частот на непарних механічних гармоніках об'ємних коливань також не безмежне, тому що при номерах гармонік вище сьомої добротність і ефективність роботи кварцових резонаторів значно зменшується. Для підвищення частоти джерела коливань

застосовують її помноження, але це значно ускладнює електричну схему і призводить до збільшення шуму та погіршує спектр коливань. Діапазон частотної модуляції кварцових генераторів не перевищує 0,1 %.

Таким чином, істотним недоліком кварцових генераторів є їх відносно низька робоча частота, що визначається конструктивно-технологічними можливостями виготовлення кварцової пластини. Крім цього, невеликий діапазон перестроювання частоти, складне механічне кріплення і мала товщина кварцових пластин призводять до труднощів при використанні кварцових генераторів в умовах підвищеного механічного навантаження і вібрацій.

Автогенератори на поверхневих акустичних хвилях займають по стабільності проміжне положення між LC –автогенераторами та генераторами з кварцовими резонаторами [203, 204]. Добротність коливальної системи автогенераторів на ПАХ лежить в інтервалі $100 \div 10000$. На основному типі коливань вони працюють в діапазоні частот від 10 МГц до 3 ГГц.

Перевагами автогенераторів на ПАХ є малі габарити та маса, висока механічна міцність, мала чутливість до вібрацій, а також технологічність виготовлення їх без використання індуктивностей, що дозволяє легко виготовити їх у мікроелектронному виконанні в єдиному технологічному процесі з іншими складовими елементами.

Порівняльна характеристика LC –генераторів, кварцових генераторів на об'ємних акустичних хвилях та генераторів на поверхневих акустичних хвилях представлена в табл. 4.1.

Із таблиці випливає, що автогенератори на ПАХ володіють одночасно широким частотним перестроюванням і високою стабільністю частоти. При цьому необхідна добротність резонансної системи забезпечується вибором акустичної довжини лінії затримки на ПАХ.

Таблиця 4.1. Порівняльна характеристика генераторів

Тип генератора	Добротність резонансної системи	Максимальна девіація частоти, %	Температурний коефіцієнт частоти на 1° С (-30...+70°С)	Робочий діапазон частот, Гц
LC – генератор або на об'ємних резонаторах	$10 \div 10^3$	± 30	$10^{-5} \div 10^{-4}$	$10^3 \div 10^{11}$
Кварцовий генератор	$5 \cdot 10^3 \div 2 \cdot 10^6$	$\pm 0,05$	менше 10^{-6}	$5 \cdot 10^3 \div 10^8$
ПАХ-генератор	$10^2 \div 10^4$	± 10	10^{-6}	$10^7 \div 2 \cdot 10^9$

Стабільність частоти генераторів на базі лінії затримки на ПАХ досягає $(2 \div 5) \cdot 10^{-10}$ за 1 с. Температурна стабільність таких автогенераторів на базі кварцу ST – зрізу становить 10^{-6} на 1° С. Довготривала стабільність автогенераторів на ПАХ, як і кварцових генераторів, близько 10^{-5} за рік. Нестабільність частоти автогенераторів на ПАХ від напруг живлення складає $(1 \div 10) \cdot 10^{-5}$ на 1 вольт. Діапазон робочих частот автогенераторів на ПАХ знаходиться в інтервалі 20 МГц \div 1,0 ГГц при використанні у виробництві методів оптичної фотолітографії і розширюється до 2,5 \div 3,0 ГГц при застосуванні електронопроменевої та рентгенівської технологій. Пристрої на ПАХ виготовляються методами виробництва інтегральних мікросхем і легко можуть об'єднуватися з мікроелектронними підсилювачами. Робоча частота пристроїв на ПАХ визначається лише конструкцією зустрічно-штирових перетворювачів і не залежить від товщини п'єзоелектричної підкладки. Все це і забезпечує підвищену механічну, електричну міцність та вібростійкість генераторів на ПАХ.

В якості резонансної системи в генераторах на ПАХ використовуються акустичні резонатори або лінії затримки. В генераторах на основі акустичного

резонатора використовується одновхідний резонатор ПАХ, створений зустрічно-штировим перетворювачем і відбивними структурами. Селективні властивості резонатора визначаються тільки конструктивними параметрами ЗШП та відбивних структур. Висока добротність ПАХ-резонаторів досягає $(2 \div 5) \cdot 10^4$ і дозволяє синтезувати на їх основі високостабільні ПАХ-генератори, що перекривають широкий діапазон частот. Автогенератори з ПАХ-резонаторами мають малі вносимі втрати (близько 5 дБ) і малу чутливість до технологічних дефектів. Недоліком таких генераторів є зменшення стабільності частоти у випадку розстроювання відносно резонансної частоти.

Автогенератори на основі ЛЗ на ПАХ мають значно більші вносимі втрати $20 \div 25$ дБ), що призводить до ускладнення електронної схеми підсилювального каскаду, необхідного для компенсації втрат. Але такі генератори дозволяють здійснювати перестроювання частоти у значно більшому діапазоні, що необхідно для настроювання в робочий режим або коли ПАХ-генератор виконує функцію вторинного перетворювача фізичних величин.

В таких генераторах між вхідним та вихідним ЗШП ЛЗ на ПАХ вмикається підсилювач, який компенсує втрати в лінії затримки. Частоти, на яких можлива генерація коливань, визначаються згідно співвідношення [203–205]:

$$f = \left(n - \frac{\Psi_{\Pi} + \Psi_{\gamma}}{2\pi} \right) \frac{V}{L}, \quad (4.1)$$

де f – частота генерації; L – робоча довжина ЛЗ на ПАХ; Ψ_{Π} та Ψ_{γ} – електричні зсуви фаз у зустрічно-штирових перетворювачах та підсилювачі відповідно; V – фазова швидкість ПАХ; n – ціле число, що визначає моду коливань.

Як правило, $2\pi n \gg \Psi_{\Pi} + \Psi_{\gamma}$, тому із (4.1) отримуємо спрощену формулу для гребінкового спектру генератора:

$$f = nV/L = n\tau, \quad (4.2)$$

де $\tau = L/V$ – часова затримка сигналу в ЛЗ на ПАХ.

Інтервал між складовими спектру $\Delta f = V/L = \tau^{-1}$.

Частоти спектральних складових визначаються швидкістю ПАХ V і відстанню L і не залежать від селективних властивостей ЗШП. Однак, за допомогою ЗШП можна виділити необхідну спектральну складову і усунути можливість виникнення генерації на інших частотах гребінкового спектру. Для підвищення стабільності частоти необхідно збільшувати акустичну довжину лінії затримки, що призводить до необхідності збільшення довжини самих ЗШП, тобто нарощувати кількість електродів. При цьому збільшується вплив відбитих хвиль від границь електродів і погіршуються істотно характеристики ЛЗ на ПАХ і генератора в цілому. Збільшити акустичну довжину вибіркового ЗШП можна шляхом застосування ЗШП, що складаються із кількох секцій. Функціональна схема такого ПАХ-генератора представлена на рис.4.1.

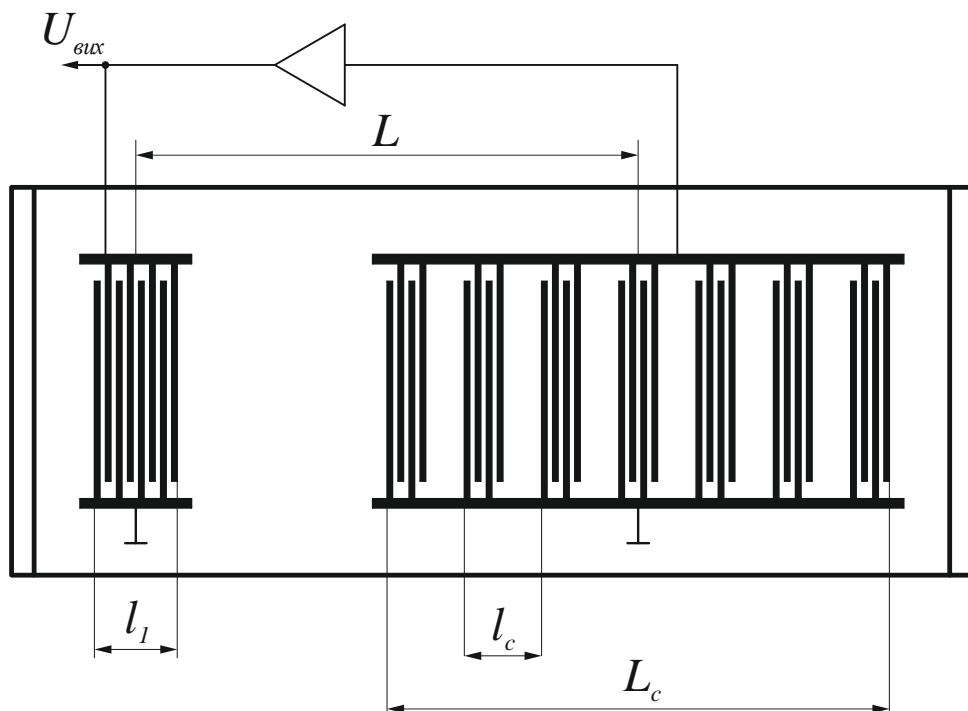


Рис. 4.1. Функціональна схема ПАХ-генератора з секційним ЗШП

4.2. Математична модель лінії затримки на поверхневих акустичних хвилях із секційним зустрічно-штировим перетворювачем

Метод дискретних джерел (Δ - джерел) дозволяє визначати амплітудно-частотні та фазочастотні характеристики зустрічно-штирових перетворювачів зі штирями різної довжини та розміщеними на різних відстанях один від одного незалежно від матеріалу звукопроводу. У моделі Δ - джерел кожна пара електродів ЗШП представляється генератором або приймачем акустичних коливань нескінченно малої протяжності, розміщеними на краях кожного електрода [156–158]. Для спрощення розрахунків два джерела однакової полярності, що належать одному електроду або зазору, об'єднують в одне, розташоване в центрі електроду або зазору. Залежно від значення коефіцієнта електромеханічного зв'язку в реальних п'єзоелектриках переважає тангенціальна або нормальна складові електричного поля. Тому можна вважати, що поверхнева акустична хвиля в п'єзоелектриках зі слабким зв'язком збуджується гармонічними джерелами, розташованими в центрах зазорів ЗШП, а в п'єзоелектриках з сильним зв'язком – джерелами, розташованими в центрах електродів зустрічно-штирового перетворювача. Кожному джерелу приписується амплітуда, пропорційна довжині перекриття електродів ЗШП та фаза в залежності від порядкового номеру джерела.

При вказаних умовах імпульсну характеристику зустрічно-штирового перетворювача можна представити у вигляді суми функцій Дірака:

$$h(t) = \sum_k s_k A_k \delta(t - t_k), \quad (4.3)$$

де $s_k = (-1)^k$ враховує зміну знаку електричного поля на кожному проміжку між електродами або на кожному електроді.

Частотна характеристика зустрічно-штирового перетворювача

$$H(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) \exp(-j\omega t) dt \quad (4.4)$$

визначається співвідношенням

$$H(f) = \sum_k s_k A_k \exp(-j\omega t_k). \quad (4.5)$$

Для вхідного еквідистантного зустрічно-штирового перетворювача ЛЗ на ПАХ (рис. 4.1) із загальною кількістю електродів N_1 впливає, що $A_k = A_0 = \text{const}$ та $t_k = t_0 + k\pi / \omega_0$ – час затримки ПАХ між суміжними Δ -джерелами (електродами ЗШП).

Тоді, враховуючи $s_k = (-1)^k = \exp(jk\pi)$, комплексний коефіцієнт передачі вхідного ЗШП можна представити у вигляді:

$$\vec{K}_1(\delta) = \gamma_1 \sum_{k=0}^{N_1-1} \exp(jk\pi\delta) = K_1(\delta) \exp[j\Psi_1(\delta)], \quad (4.6)$$

де γ_1 – коефіцієнт електромеханічного перетворення вхідного зустрічно-штирового перетворювача; $K_1(\delta)$ та $\Psi_1(\delta)$ – відповідно амплітудно-частотна та фазочастотна характеристики вхідного зустрічно-штирового перетворювача, які визначаються співвідношеннями:

$$K_1(\delta) = \gamma_1 \frac{\sin(0,5N_1\pi\delta)}{\sin(0,5\pi\delta)}; \quad (4.7)$$

$$\Psi_1(\delta) = 0,5(N_1 - 1)\pi\delta. \quad (4.8)$$

де N_1 – кількість електродів вхідного неаподизованого зустрічно-штирового перетворювача; $\delta = (f - f_0) / f_0$ – частотне розстроювання.

Комплексний коефіцієнт передачі ділянки лінії передачі ПАХ між вхідним та вихідним ЗШП представляється у вигляді:

$$\vec{K}_Z(\delta) = -\alpha_0 Z_0 \exp(-j2\pi\beta(1-\delta)), \quad (4.9)$$

де α_0 – коефіцієнт згасання ПАХ на поверхні звукопровода; $Z_0 = (L_c - l_1) / 2 -$ відстань між вхідним та вихідним зустрічно-штировими перетворювачами; $\beta = (L_c - l_1) / 2\lambda_0$ – нормова відстань між ЗШП (рис. 4.1).

Комплексний коефіцієнт передачі вихідного секційного ЗШП можна представити у вигляді:

$$\vec{K}_2(\delta) = \vec{F}_a(\delta) \vec{F}_b(\delta) = K_2(\delta) \exp[j\Psi_2(\delta)], \quad (4.10)$$

$$\text{де } \vec{F}_a(\delta) = \gamma_2 \sum_{k=0}^{N_2-1} \exp(jk\pi\delta) = \gamma_2 \frac{\sin(0,5N_2\pi\delta)}{\sin(0,5\pi\delta)} \exp[j0,5(N_2-1)\pi\delta]; \quad (4.11)$$

$$\vec{F}_b(\delta) = \sum_{p=0}^{P-1} \exp(-j2PN_2\pi\delta) = \frac{\sin[PN_2\pi(1+\delta)]}{\sin[N_2\pi(1+\delta)]} \exp[-j(P-1)N_2\pi(1+\delta)]. \quad (4.12)$$

$K_2(\delta)$ та $\Psi_2(\delta)$ – відповідно амплітудно-частотна та фазочастотна характеристики вихідного аподизованого зустрічно-штирового перетворювача, які визначаються співвідношеннями:

$$K_2(\delta) = \gamma_2 \frac{\sin(0,5N_2\pi\delta)}{\sin(0,5\pi\delta)} \cdot \frac{\sin[PN_2\pi(1+\delta)]}{\sin[N_2\pi(1+\delta)]}; \quad (4.13)$$

$$\Psi_2(\delta) = 0,5(N_2-1)\pi\delta - (P-1)N_2\pi(1+\delta); \quad (4.14)$$

γ_2 – коефіцієнт електромеханічного перетворення вихідного зустрічно-штирового перетворювача; N_2 – кількість електродів в одній секції вихідного аподизованого зустрічно-штирового перетворювача; P – кількість секцій вихідного аподизованого ЗШП.

Використовуючи співвідношення (4.6), (4.9) та (4.10) отримаємо комплексний коефіцієнт передачі лінії затримки поверхневих акустичних хвиль із секційним ЗШП:

$$\vec{K}(\delta) = \vec{K}_1(\delta) \cdot \vec{K}_z(\delta) \cdot \vec{K}_2(\delta) = K(\delta) \cdot \exp[j\Psi(\delta)], \quad (4.15)$$

де $K(\delta)$ та $\Psi(\delta)$ – відповідно амплітудно-частотна та фазочастотна характеристики ЛЗ на ПАХ із секційним зустрічно-штировим перетворювачем, які описуються відповідно співвідношеннями:

$$K(\delta) = \gamma_1 \gamma_2 \exp(-\alpha_0 Z_0) \frac{\sin(0,5N_1\pi\delta)}{\sin(0,5\pi\delta)} \frac{\sin(0,5N_2\pi\delta)}{\sin(0,5\pi\delta)} \frac{\sin[PN_2\pi(1+\delta)]}{\sin[N_2\pi(1+\delta)]}; \quad (4.16)$$

$$\Psi(\delta) = 0,5(N_1-1)\pi\delta + 2\pi\beta(1+\delta) + 0,5(N_2-1)\pi\delta - (P-1)N_2\pi(1+\delta). \quad (4.17)$$

На рис. 4.2 представлені теоретичні амплітудно–частотні характеристики вхідного еквідистантного ЗШП (а), вихідного секційного ЗШП (б) , ЛЗ на ПАХ (в) та фазочастотна характеристика ЛЗ на ПАХ (г).

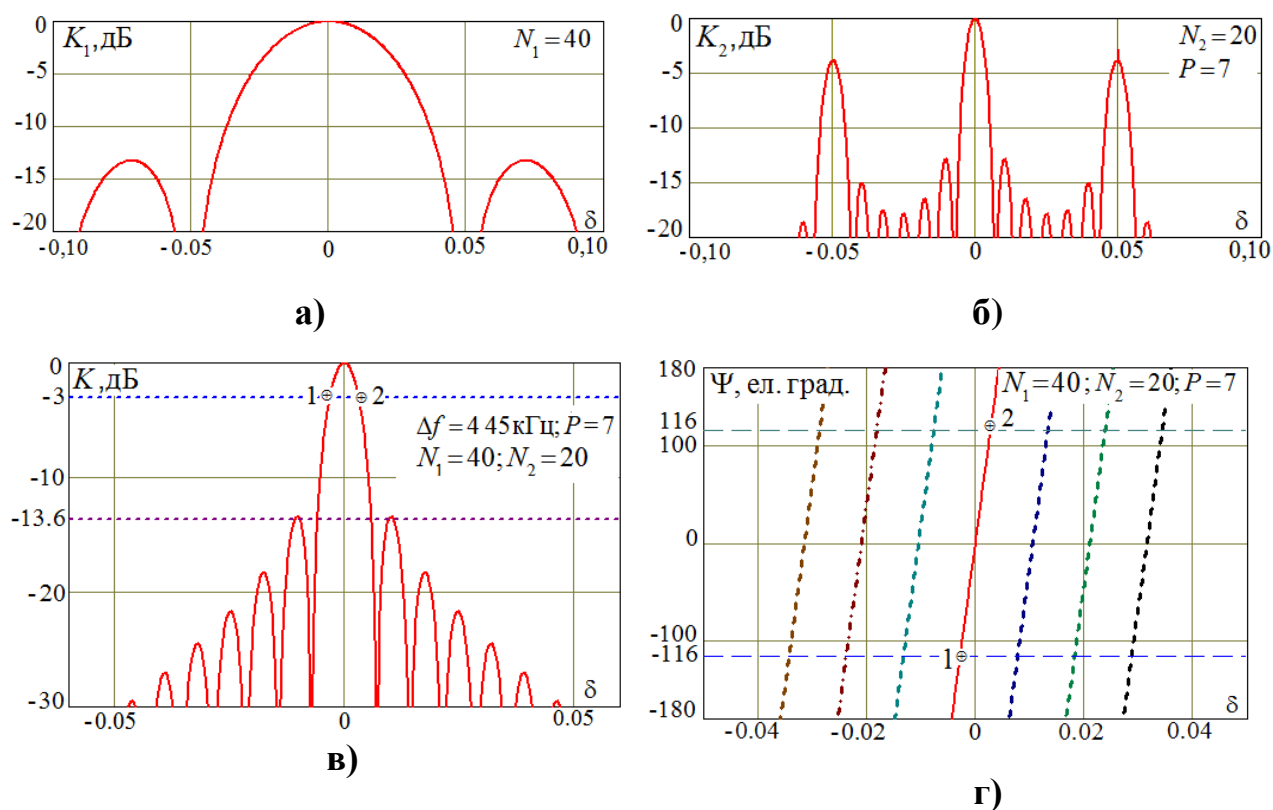


Рис. 4.2. Амплітудно - частотні характеристики вхідного еквідистантного ЗШП (а), вихідного секційного ЗШП (б) , ЛЗ на ПАХ (в) та фазочастотна характеристика ЛЗ на ПАХ (г)

АЧХ секційного перетворювача залежить як від відстані між центрами сусідніх секцій (відстань l_c визначає період повторення основних максимумів частотної характеристики перетворювача $\Delta f_{\Pi} = 1/\tau_c = V/l_c$), так і від загальної акустичної довжини перетворювача $L_c = Pl_c$. Акустична довжина цього перетворювача визначає його смугу пропускання по нулям головного пелюстка частотної характеристики $\Delta f_c = 1/P\tau_c = V/Pl_c$. При забезпеченні рівності акустичної довжини лінії затримки L акустичній довжині секційного ЗШП L_c , тобто $L = L_c$, на нулі частотного відгуку секційного ЗШП можуть приходиться майже всі моди коливань, які сусідні з основною. Однак, є також

і моди, частоти яких співпадають з іншими основними максимумами частотної характеристики ЗШП. Забезпечення їх придушення дозволяє відповідний вибір довжини вхідного еквідистантного ЗШП. Нулі його частотної характеристики чередуються через частотний інтервал $\Delta f_1 = 1/\tau_1 = V/l_1$, де l_1 – довжина еквідистантного ЗШП. Тому, при $l_1 = l_c$ отримаємо придушення всіх мод генератора, крім основної.

Перевагами автогенераторів на ЛЗ на ПАХ є:

- можливість забезпечення високої добротності коливальної системи, що призводить до високої стабільності частоти генератора при кількості електродів, не більше 100;
- висока відтворюваність частоти коливань автогенератора;
- висока довготривала стабільність частоти генератора.

4.3. Практична реалізація та випробування 3-х частотного генераторного блока акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень

Генераторний блок (рис.4.3) складається із трьох ПАХ-генераторів 1...3, вихідні сигнали яких поступають на підсилювачі 4...9, призначених для підсилення коливань та узгодження генераторів з навантаженням і входом резистивного суматора 10. Амплітуда сигналу на кожній частоті на контрольних виходах Х2 не менше 0,1 В, а на виході суматора – не менше 1,4 В [205] при вимкненні двох інших генераторів.

ПАХ-генератори виконані по ідентичним схемам на транзисторах типу 2Т3101А-2 і відрізняються лише частотою акустичного синхронізму частотнозадавальних елементів, в якості яких використані лінії затримки на ПАХ. Вихідні сигнали кожного генератора знімаються зі вторинних обмоток високочастотних трансформаторів, виконаних на феритових кільцях 20ВН розмірами 5х3х1 мм. Перестроювання частот ПАХ-генераторів здійснюється за допомогою варикапів типу КВ109Д шляхом зміни імпедансів вхідних та

вихідних узгоджувальних контурів керуючими напругами, що подаються на роз'єм X1. Контроль частоти ПАХ-генераторів здійснюється по сигналам, що знімаються з роз'ємів X2. На суматорі 10 виділяється сигнал у вигляді суперпозиції гармонічних коливань з частотами f_i , який у подальшому поступає на вхідний ЗШП вимірювального перетворювача на ПАХ переміщень.

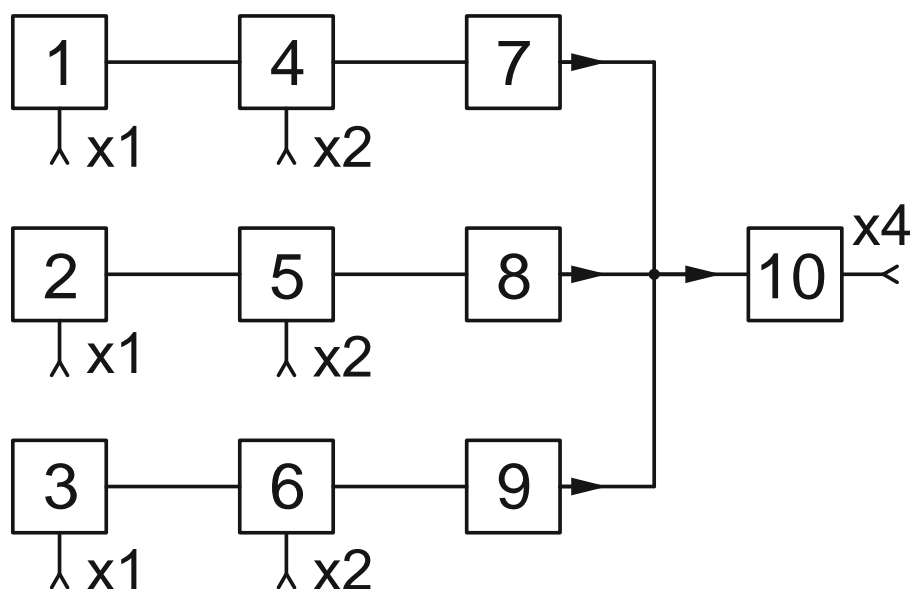


Рис. 4.3. Структурна схема 3-х частотного генераторного блоку акустoeлектронних перетворювачів з безконтактним ПАХ-приймачем

Лінії затримки на ПАХ побудовані на базі звукопроводу із кварцу ST -зрізу товщиною 1,0 мм, на поверхні яких сформовано вхідний еквідистантний зустрічно-штировий перетворювач з кількістю електродів $N_1 = 40$ і вихідний 7-ми секційний ЗШП з кількістю електродів в кожній секції $N_2 = 20$.

На рис. 4.4 представлено конструкцію ЛЗ на ПАХ (а) та експериментальну амплітудно-частотну характеристику (б), що досліджена за допомогою вимірювача АЧХ чотирьох полюсників X1-48. Смуги пропускання ліній затримки на рівні -3 дБ складають 380...400 кГц при втратах 17,5...19,0 дБ. Експериментально визначені параметри ліній затримок на ПАХ зведені у табл. 4.2 [205].

Таблиця 4.2. Електричні параметри експериментальних зразків ліній затримки на поверхневих акустичних хвилях

Номер частоти	№ зразку	Вносимі втрати, дБ	f_0 , МГц	Δf_{-3} , МГц	$\alpha_{\text{гар}}$, дБ
1	1	17,5	70,640	0,390	10,5
	2	18,3	70,615	0,385	11,0
	3	18,5	70,655	0,380	9,5
2	1	19,0	69,59	0,395	9,0
	2	18,7	69,48	0,383	10,5
	3	17,8	69,60	0,397	9,2
3	1	17,7	71,65	0,387	10,0
	2	19,0	71,73	0,400	8,7
	3	18,9	71,62	0,393	9,4

На рис. 4.4, в представлена розроблена конструкція 3-х частотного генераторного блоку на базі ПАХ-генераторів [205].

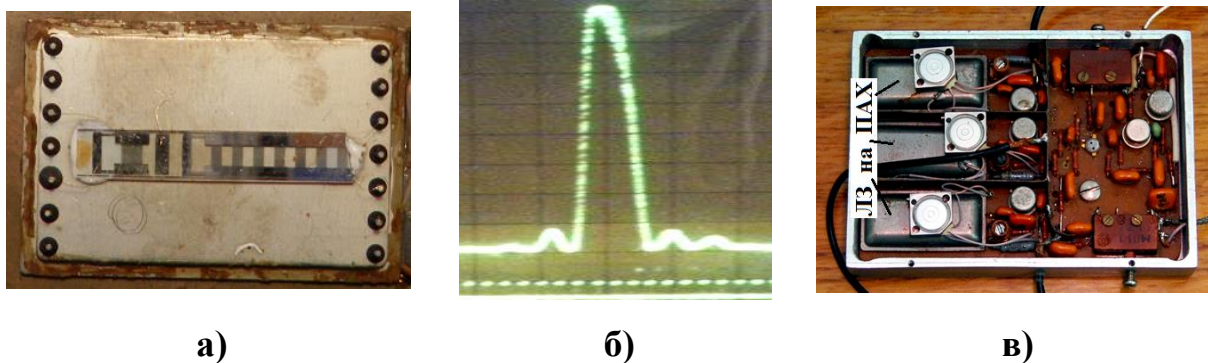


Рис. 4.4. Конструкція (а) і експериментальна АЧХ (б) ЛЗ на ПАХ із секційним ЗШП та конструкція 3-х частотного генераторного блоку на основі ПАХ-генераторів (в)

Корпус генераторного блоку має розміри 80 x 75 x 15 мм, в якому є три екрановані секції для кожного ПАХ-генератора. Плата генератора представляє собою збірку 1-го рівня інтеграції, в якій використано безкорпусні

конденсатори типу К10-17-2 і резистори типу МЛТ-0,125. Матеріал плати – фольгований стеклотекстоліт типу СФ-2-35-1,5. В генераторному блоці застосовано роз'єми типу СР-50-112 Ф.

Випробування 3-х частотного генераторного блоку виконувались із використанням стандартних вимірювальних приладів. Сигнали з виходу генераторного блоку по чергово для кожної частоти поступали на входи осцилографа С1-75 і вимірювача частоти ЧЗ-54 для контролю форми сигналу, амплітуди і частоти коливань. Перестроювання частоти здійснювалось зміною керуючої напруги на роз'ємах Х1, яка подавалась від блоку живлення ВІП-010. Короткочасна нестабільність частоти визначалася за формулою:

$$\delta_k = \delta f / f_0 = (f_{\max} - f_{\min} / f_{cp}), \text{ де } f_{cp} = \sum_{i=1}^m f_i / m; f_i - \text{значення частоти при } i - \text{му}$$

вимірюванні; m – кількість вимірювань; f_{\max} та f_{\min} – максимальне та мінімальне значення частоти, що отримані в процесі m вимірювань. Час вимірювання 1 с. Кількість вимірювань не менше 10.

Таблиця 4.3. Електричні параметри 3-х частотного генераторного блоку

Параметр	Одиниця вимірювання	Генератори на частоти f_i		
		f_2	f_1	f_3
Центральна частота	МГц	69,52	70,62	71,69
Діапазон перестроювання частоти	МГц	0,366	0,382	0,385
Короткочасна нестабільність частоти	1/с	5×10^{-8}	5×10^{-8}	5×10^{-8}
Керуюча напруга	В	0...7,85	0,2...8,89	3,6...8,0
Амплітуда сигналу на контрольному виході	В	0,45	0,5	0,55
Амплітуда вихідного сигналу генератора при вимкненні двох інших	В	1,4	1,4	1,5
Розв'язок між каналами	дБ	Не менше 30	Не менше 30	Не менше 30
Напруга живлення	В	-12	-12	-12
Струм споживання	А	0,23	0,23	0,24

Степінь розв'язку між каналами здійснювався шляхом вимірювання сигналу на виході вимкненого каналу при вимкненні іншого.

Електричні параметри 3-х частотного генераторного блоку, що отримані в процесі випробування, приведено в табл. 4.3 [205].

Протокол випробування ліній затримки на поверхневих акустичних хвилях та макету 3-х частотного генераторного блоку для акустoeлектронних перетворювачів фізичних величин представлений у Додатку № 1.

4.4. Висновки до розділу

Запропонована функціональна схема, конструкція та експериментально досліджено параметри макету 3-х частотного генераторного блоку акустoeлектронного перетворювача з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль.

Генераторний блок, що побудований на базі 3-х ПАХ-генераторів із лініями затримки на ПАХ з 7-ми секційним ЗШП в якості частотнозадавальних елементів, забезпечував амплітуди сигналів не гірше 1,4 В на центральних робочих частотах 69,52; 70,62 і 71,69 МГц та діапазони перестроювання частот відповідно 366; 382 і 385 кГц при короткочасній нестабільності частоти не гірше $5 \cdot 10^{-8} \text{ с}^{-1}$.

Результати експериментальних досліджень підтверджують доцільність застосування розробленого генераторного блоку на базі ПАХ-генераторів в якості задавальних генераторів в акустoeлектронних перетворювачах лінійних, кутових переміщень та швидкості. Електричні параметри таких генераторів достатні для забезпечення вимог, що пред'являються до перетворювачів на ПАХ, а також дозволяють здійснювати налаштування на робочі частоти при проведенні калібрування перетворювачів. Такі генератори мають просту конструкцію, а застосування в якості частотнозадавальних елементів ЛЗ на ПАХ на основі кварцу *ST*-зрізу забезпечує високу термостабільність.

РОЗДІЛ 5

СХЕМО–ТЕХНІЧНІ ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ ТА ПРАКТИЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ 3-Х ЧАСТОТНОГО БЛОКУ ПІДСИЛЕННЯ ТА ФІЛЬТРАЦІЇ ВИХІДНИХ СИГНАЛІВ АКУСТОЕЛЕКТРОННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЛІНІЙНИХ ТА КУТОВИХ ПЕРЕМІЩЕНЬ З БЕЗКОНТАКТНИМ ПРИЙМАЧЕМ ПОВЕРХНЕВИХ АКУСТИЧНИХ ХВИЛЬ

У цьому розділі приведено результати обґрунтування методу синтезу та результати експериментальних досліджень електричних параметрів смугових фільтрів на ПАХ, призначених для частотного розділення вихідних сигналів акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль.

Представлено результати розробки смугових ПАХ-фільтрів, блоку підсилення та фільтрації вихідних сигналів 3-х частотного акустoeлектронного перетворювача лінійних та кутових переміщень, що поступають з контрольного ЗШП і безконтактного ПАХ-приймача на частотах f_i : $f_1 = 70,62$ МГц; $f_2 = f_1(1 - \delta_2)$ та $f_3 = f_1(1 + \delta_3)$, де $\delta_2 = 1/64$ та $\delta_3 = 31/2048$.

Представлені розроблені зразки смугових ПАХ-фільтрів з фазовим зважуванням електродів, 3-х частотних блоків підсилення та фільтрації вихідних сигналів та результати експериментальних досліджень, що підтверджують доцільність їх використання у складі акустoeлектронних перетворювачів лінійних, кутових переміщень та швидкості з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль.

5.1. Обґрунтування метода синтезу смугових фільтрів на поверхневих акустичних хвилях для 3-х частотного блоку підсилення та фільтрації

Існуючі методи синтезу фільтрів на ПАХ найбільш точні при порівняльно широких смугах пропускання $1 \div 30 \%$. При більш вузьких смугах пропускання спостерігається закономірна відмінність результатів розрахунку від експериментальних даних [154, 156, 158]. Головна причина цих відмінностей – багатократне відбиття в багатоелектродних структурах зустрічно-штирових перетворювачів і дифракційні спотворення, що проявляються у більшій мірі в таких структурах. Багатократні відбиття від електродів призводять до пульсацій АЧХ та ФЧХ у смузі пропускання, зростання бічних пелюсток і розмиванню нулів АЧХ із-за порушення умов синфазного сумування ПАХ від кожної пари електродів ЗШП. Рівень багатократних відбиттів збільшується з ростом числа електродів в ЗШП.

Попередній аналіз різноманітних конструкцій показав, що для забезпечення заданого гарантованого ослаблення сигналів за смугою прозорості доцільно використовувати вагову обробку імпульсного відгуку як вхідного, так і вихідного зустрічно-штирових перетворювачів за функцією Хеммінга. Із врахуванням заданої смуги пропускання фільтрів (менше 0,7 МГц) при центральних частотах до 100 МГц оптимальне співвідношення між довжиною вхідного та вихідного ЗШП становить $1,6 \div 1,7$ [154, 156, 158].

Розрахунок частотної характеристики $K(f)$ вхідного ЗШП, що має більшу довжину, визначається згідно співвідношення:

$$K(f) = \frac{1}{2}(1+k) \frac{\sin(2\pi f \tau)}{\pi f} + \frac{1}{4}(1-k) \frac{\sin\left[2\pi\tau\left(f - \frac{1}{2\tau}\right)\right]}{\pi\left(f - \frac{1}{2\tau}\right)} + \frac{\sin\left[2\pi\tau\left(f + \frac{1}{2\tau}\right)\right]}{\pi\left(f + \frac{1}{2\tau}\right)},$$

де $k_{\text{вх}}$ – нормована величина п'єдесталу узагальненої функції Хеммінга; 2τ – тривалість імпульсного відгуку зустрічно-штирового перетворювача.

При $k_{\text{вх}} = 0,08$ отримано рівень бічних пелюсток АЧХ -42 дБ та довжину вхідного ЗШП $l_{\text{вх}} = 180\lambda_0$, де λ_0 – довжина ПАХ на частоті акустичного синхронізму, при відносній смузі пропускання $\Delta f/f_0 \approx 1,0\%$.

Частотна характеристика вихідного ЗШП розраховується виходячи із рівності відносних смуг пропускання і визначеного експериментально оптимального значення відношення довжин вхідного та вихідного ЗШП, яке дорівнює 1,65. Це дозволило визначити нормовану величину п'єдесталу узагальненої функції Хеммінга $k_{\text{вих}} = 0,5$ при довжині вихідного ЗШП $l_{\text{вих}} = 110\lambda_0$.

Розрахункове значення вибірконості фільтра, що складається із двох ЗШП, складає -62 дБ. Однак, враховуючи зниження вибірконості по причині наявності перевідбиття хвиль від електродів та дифракційними ефектами, реальна вибірковість фільтра погіршується на $12 \div 15$ дБ, що задовольняє вимоги технічного завдання і забезпечує деякий технологічний запас.

Для реалізації реального фільтра, крім виконаних теоретичних розрахунків, необхідно вибрати матеріал та типи вхідного та вихідного ЗШП.

В пристроях на ПАХ широко використовуються різні зрізи акустичних кристалів: ніобат літію, кварцу, танталат літію, германат вісмуту та інш. Враховуючи відносно вузьку смугу пропускання фільтра доцільно в якості матеріалу звукопроводу вибрати кварц з термостабільним ST-зрізом. Це дозволяє істотно зменшувати, у порівнянні з іншими матеріалами, перевідбиття хвиль, обумовленими закороченням електричного поля електродами ЗШП, і забезпечить необхідні імпедансні характеристики фільтра. Крім цього, фільтри на базі звукопроводу із термостабільного кварцу мають в $10 \div 100$ разів більшу температурну стабільність, що дозволяє відмовитись від термостабілізації вузькосмугових фільтрів без зміни їх частотних характеристик.

Питання вибору метода зважування імпульсної характеристики ЗШП є найбільш відповідальним етапом в конструюванні високовибіркового вузькосмугового фільтра. Найбільш поширені методи зважування за рахунок зміни степені перекриття електродів (аподизації) у вузькосмугових фільтрах на ПАХ малоефективні. По-перше, зміна степені перекриття електродів (від максимального до 0,08 від максимального) приводить до збільшення дифракційних спотворень, особливо помітними в електродних структурах з великим числом електродів. Це призводить до значного відхилення розрахункового і експериментального рівнів позасмугового заглушення одного ЗШП на $15 \div 25$ дБ (для вказаних вище зустрічно-штирових перетворювачів). По-друге, аподизацію електродів неможливо використати в обох ЗШП фільтра, виконаних без багатосмугового відгалужувача, тому що в цьому випадку не відбувається перемноження частотних характеристик зустрічно-штирових перетворювачів і не забезпечується задане заглушення сигналів за смугою пропускання фільтра.

Все вище описане дозволяє стверджувати, що оптимальним конструктивним рішенням є зважування імпульсного відгуку без зміни степені перекриття електродів. Відомі методи – вибіркове видалення електродів, переворот фази, ємнісне або резистивне зважування – детально проаналізовані в роботі [154–159]. Кожний із цих методів має істотні недоліки при використанні у вузькосмугових фільтрах з багатоелектродними структурами. Так, вибіркове видалення електродів та переворот фази не забезпечує необхідної точності реалізації імпульсного відгуку. Ємнісне і резистивне зважування менш технологічні і приводять до збільшення втрат у фільтрі.

У зв'язку з цим, в конструкції фільтра, що розроблявся, використано фазове зважування електродів, що дозволило в найбільшій степені приблизити розрахункові і експериментальні результати за рахунок мінімізації різного роду вторинних паразитних ефектів і забезпечити мінімальні додаткові втрати на вагове зважування у порівнянні з методами, що були розглянуті вище.

5.2. Практична реалізація та випробування 3-х частотного блоку підсилення та фільтрації вихідних сигналів акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень

Найкращі результати для фільтрів з заданими параметрами було отримано при використанні двох ЗШП з фазовим зважуванням (схема з двома джерелами та трьома джерелами). Довжина цих ЗШП і мінімальний ваговий коефіцієнт відповідно дорівнюють:

- $l_{\text{вх}} = 180\lambda_0$ і $k_{\text{вх}} = 0,08$ для схеми з трьома джерелами;
- $l_{\text{вих}} = 110\lambda_0$ і $k_{\text{вих}} = 0,5$ для схеми з двома джерелами.

Апертура обох ЗШП вибрана однаковою і рівною $44\lambda_0$.

Відстань між центрами ЗШП складає $225\lambda_0$.

Вимірювання електричних характеристик смугових фільтрів здійснювалось в стандартному вимірювальному тракті з хвильовим опором 50 Ом за допомогою вимірювача АЧХ чотирьохполосників Х1-48. З метою зменшення внесених втрат зустрічно-штирові перетворювачі фільтра узгоджувались з вимірювальним трактом послідовними індуктивностями, які компенсували реактивні складові імпедансів ЗШП. Втрати, що вносились фільтром у вимірювальний тракт не перевищували 16,5 дБ, що дозволило відмовитись від узгодження активних складових імпедансів. Гарантоване згасання сигналів за межами смуги пропускання фільтрів склали не менше 45 дБ.

На рис. 5.1 представлено конструкцію ПАХ-фільтра (а), теоретичну (б) та експериментальну (в) амплітудно-частотні характеристики ПАХ-фільтра [206]. Експериментально визначені параметри ПАХ-фільтрів зведені в табл.5.1.

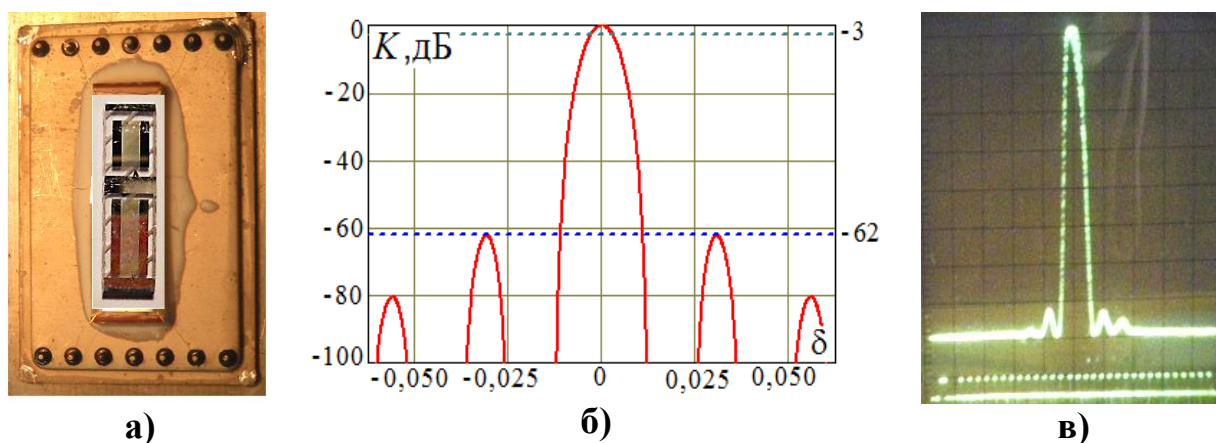


Рис.5.1. Конструкція (а), теоретична (б) та експериментальна (в) амплітудно-частотні характеристики ПАХ-фільтра

Таблиця 5.1. Електричні параметри експериментальних зразків смугових фільтрів на поверхневих акустичних хвилях

Номер частоти f_i	№ зразка	Вносимі втрати, дБ	f_0 , МГц	Δf_3 , МГц	Δf_{40} , МГц	α_{zap} , дБ	$K_\phi(40/3)$
1	1	16,0	70,660	0,480	1,420	48	2,96
	2	15,7	70,659	0,489	1,460	46	2,98
	3	16,0	70,656	0,501	1,440	50	2,87
2	1	15,5	69,450	0,500	1,420	45	2,84
	2	15,0	69,445	0,530	1,350	40	2,55
	3	15,0	69,450	0,500	1,420	45	2,84
3	1	16,0	71,721	0,473	1,410	45	2,98
	2	16,0	71,724	0,482	1,400	45	2,90
	3	17,0	71,729	0,476	1,410	49	2,96

Таким чином, розроблені смугові ПАХ-фільтри з центральними частотами f_i , параметри яких представлено в табл.5.1. Смуги пропускання фільтрів $473 \div 530$ кГц, вносимі втрати $15,0 \div 17,0$ дБ. Гарантоване ослаблення сигналів за смугами пропускання не менше 45 дБ.

Блок підсилення та фільтрації (рис. 5.2) складається із підсилювача 3-х частотного сигналу 1 та трьох каналних підсилювачів, що містять підсилювачі 2...7, трьох ПАХ-фільтрів 8...10, атенюаторів 11...13 і детекторів 14...16, які виробляють сигнали для керування атенюаторами.

В якості активних елементів високочастотних підсилювачів 2...7 вибрана мікросхема типу М42177-2 – напівпровідниковий двокаскадний підсилювач з буферним каскадом, що виконана у корпусі 401.14-4. Мікросхема забезпечує коефіцієнт підсилення по потужності не менше 10 дБ (більше 20 дБ по напрузі) при напрузі живлення 6,0 В і струмі споживання не більше 60 мА. Робочий діапазон частот $0 \div 500$ МГц. Коефіцієнт шуму не більше 10 дБ. Вхідний і вихідний опір 50 Ом.

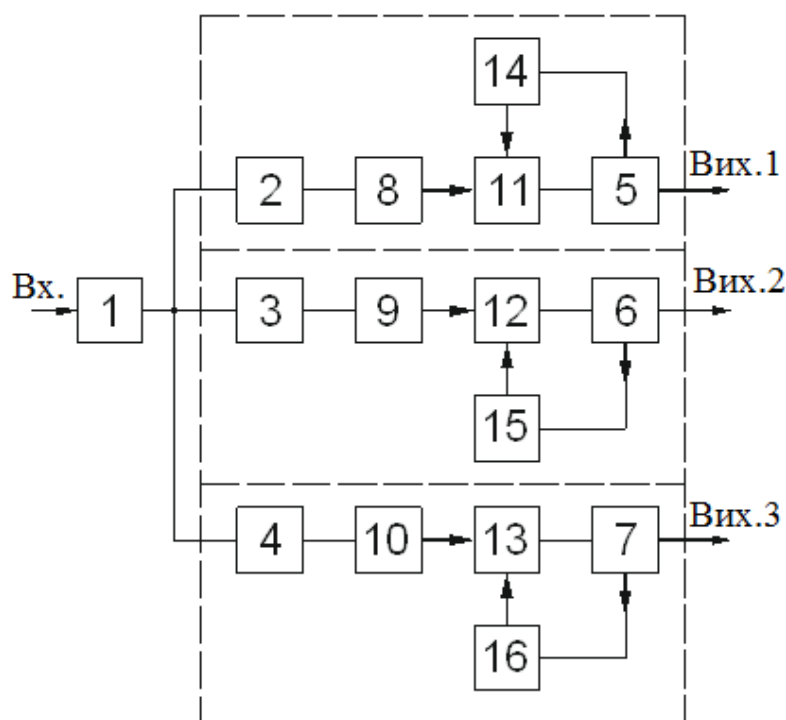


Рис. 5.2. Структурна схема 3-х частотного блоку підсилення та фільтрації вихідних сигналів акустoeлектронних перетворювачів з безконтактним ПАХ-приймачем

Схеми автоматичного регулювання підсилення (АРП) складаються із діодних детекторів високочастотних коливань 14...16, побудованих за схемами подвоєння напруги, диференційних підсилювачів, керованих

атенюаторів на $p-i-n$ діодах 11...13. Використання в схемах АРП диференційних підсилювачів на операційних підсилювачах типу 140УД9 дозволило підвищити ефективність автоматичного регулювання підсилення, стабільність його роботи при зміні напруг живлення і температурного режиму.

Атенюатори побудовані на П-подібній схемі на трьох $p-i-n$ діодах типу КА517, що дозволяє зберегти практично незмінними вхідний та вихідний імпеданси атенюаторів при достатньому діапазоні регулювання ослаблення сигналів.

На рис. 5.3 зображена конструкція 3-х частотного блоку підсилення та фільтрації вихідних сигналів акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль [206].

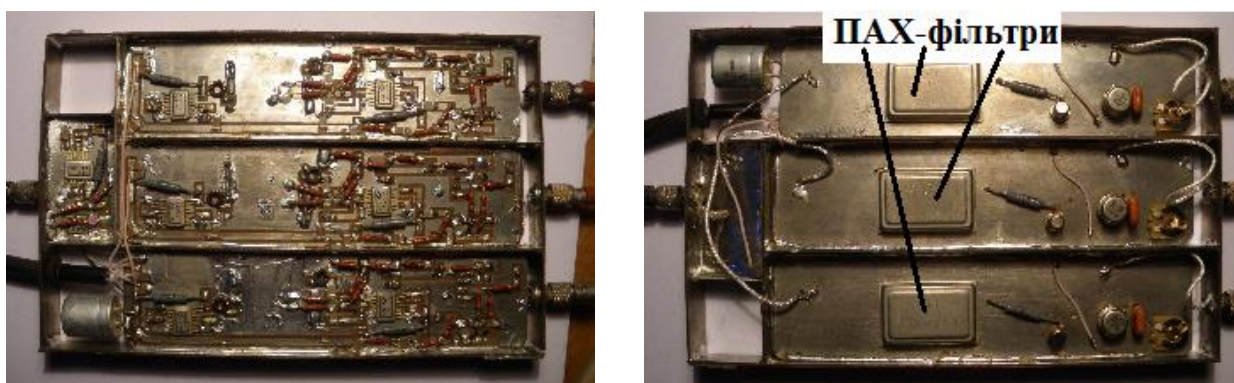


Рис. 5.3. 3-х частотний блок підсилення та фільтрації вихідних сигналів акустoeлектронних перетворювачів з безконтактним ПАХ-приймачем

Конструктивно блок виконаний у корпусі із латуні марки ЛС69 розмірами 164 x 118 x 15 мм), в якому розміщуються друковані плати із фольгованого стеклотекстоліта марки СФ2-35Г-1,5. Для підключення до зовнішніх ланцюгів застосовані високочастотні роз'єми типу СР50-113Ф, а для підключення живлення - роз'єми типу РГ2Н-1-5. Підсилювач сумарного

сигналу та каналні підсилювачі між собою екрановані конструктивними стінками корпусу.

Електричні параметри 3-х частотного блоку підсилення та фільтрації акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль, що отримані в процесі випробування, приведено в табл. 5.2 [206].

Таблиця 5.2. Електричні параметри 3-х частотного блоку підсилення та фільтрації вихідних сигналів

Найменування параметра	Одиниця вимірювання	Значення параметра	
		Зразок № 1	Зразок № 2
Центральна частота каналів :			
• першого	МГц	70,68	70,65
• другого	МГц	69,46	69,53
• третього	МГц	71,75	71,70
Смуги пропускання каналів:			
• першого	кГц	460	458
• другого	кГц	456	455
• третього	кГц	460	460
Напруги вхідних сигналів	мВ	0,3...1,0	0,3...1,0
Вихідні напруги каналів	мВ	95	105
Глибина автоматичного регулювання підсилення при зміні вхідного сигналу в діапазоні 0,3...1,0 мВ	дБ	Не гірше -20	Не гірше -20
Напруга живлення	В	+6,3	+6,3
Струм споживання	А	0,32	0,33

Протокол випробування смугових фільтрів на поверхневих акустичних хвилях та 3-х частотного блоку підсилення та фільтрації вихідних сигналів акустoeлектронних перетворювачів фізичних величин представлений в Додатку № 2.

5.3. Висновки до розділу

Запропонована функціональна схема, конструкція та експериментально досліджено параметри макета 3-х частотного блоку підсилення та фільтрації вихідного сигналу акустoeлектронного перетворювача з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль.

Для частотного розділення сигналів запропоновано та обґрунтовано використання трьох ПАХ-фільтрів на звукопроводі із кварцу *ST*-зрізу. Фазове зважуванням вхідного та вихідного зустрічно-штирових перетворювачів за функцією Хеммінга дозволило в найбільшій степені приблизити розрахункові і експериментальні параметри за рахунок мінімізації різного роду вторинних паразитних ефектів і забезпечити мінімальні втрати.

Блок підсилення та фільтрації забезпечив вихідну напругу не менше 95 мВ при вхідних напругах $0,3 \div 1,0$ мВ на центральних частотах 69,52; 70,62 та 71,69 МГц при смугах пропускання каналів в межах $455 \div 460$ кГц. Результати експериментальних досліджень підтверджують доцільність застосування розробленого блоку підсилення та фільтрації із застосуванням ПАХ-фільтрів. Електричні параметри достатні для забезпечення вимог, що пред'являються до перетворювачів на ПАХ, а також дозволяють здійснювати налаштування на робочі частоти при проведенні калібрування перетворювачів. Блок має просту конструкцію, а застосування в якості частотнозадавальних елементів ПАХ-фільтрів на основі кварцу *ST*-зрізу забезпечує високу термостабільність.

РОЗДІЛ 6

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ АКУСТОЕЛЕКТРОННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЛІНІЙНИХ ТА КУТОВИХ ПЕРЕМІЩЕНЬ З БЕЗКОНТАКТНИМ ПРИЙМАЧЕМ ПОВЕРХНЕВИХ АКУСТИЧНИХ ХВИЛЬ

У цьому розділі представлено результати розробки та дослідження макетів акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень на основі використання фазового набігання на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу (хвилеводу) поверхневих акустичних хвиль, що приймаються безконтактним ПАХ-приймачем.

Представлені результати випробувань залежності вихідного сигналу безконтактного ПАХ-приймача від нормованого зазору між поверхнею п'єзоелектричного звукопроводу і ПАХ-приймачем та градувальні характеристики, в результаті чого визначені метрологічні параметри 3-х частотних перетворювача лінійних переміщень із звукопроводом на базі ніобат літію LiNbO_3 YZ – зрізу і плівкової п'єзоелектричної структури ZnO-SiO_2 пл. та перетворювача кутових переміщень з кільцевим ПАХ-хвилеводом на основі структури ZnO-SiO_2 пл. та секційним ПАХ-приймачем.

Результати випробувань підтвердили теоретичні обґрунтування можливості створення високочутливих акустoeлектронних перетворювачів лінійних (кутових) переміщень з коефіцієнтом перетворення вище 7,0 ел.град./мкм (0,55 ел.град./кут.сек.) в діапазоні до 100 мм і вище (360 кут.град.).

При представленні результатів вимірювання 22 розрядами двійкового коду отримаємо ціну розрядів на: точній шкалі (11 розрядів) – 0,022 мкм (0,31 кут. сек); на проміжній шкалі (6 розрядів) – 46 мкм (632,81 кут. сек); на грубій шкалі (5 розрядів) – 2,944 мм (11, 25 кут град).

6.1. Експериментальні дослідження акустoeлектричних модулей перетворювачів лінійних переміщень з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль

6.1.1. *Опис конструкцій акустoeлектричних модулей перетворювачів лінійних переміщень з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль*

Принципи конструювання акустoeлектронних модулей на поверхневих акустичних хвилях – вибір матеріалу звукопроводу, хвилеводу, структури зустрічно-штирових перетворювачів, врахування технологічного процесу та методики випробувань представлені в розділі 3 та в роботах [207–212].

1. Акустoeлектричний модуль первинного перетворювача лінійних переміщень (рис. 6.1, а) містить прямолінійний п'єзoeлектричний звукопровід (поз.1) на основі ніобат літію LiNbO_3 YZ – з розмірами 1,0 x 10 x 60 мм з вхідним і контрольним зустрічно-штировими перетворювачами та безконтактний ПАХ-приймач (поз.2), що переміщувався над поверхнею звукопроводу у напрямку поширення ПАХ. Кількість електродів вхідного, контрольного ЗШП та ЗШП ПАХ-приймача $N_1 = N_2 = N = 38$. Ширина електродів $b = 20$ мкм, період однополярних електродів $W_1 = 80$ мкм і апертура $W = 2,5$ мм. Вхідний і контрольний ЗШП виготовлялися методом напилення ванадію товщиною (0,03...0,035) мкм і алюмінію товщиною $0,27 \div 0,30$ мкм на установці вакуумного напилення УВН-71П-3.

Поверхнева акустична хвиля поширювалась у напрямку вісі Z , при якому фазова швидкість ПАХ $V = 3488$ м/с, а довжина хвилі $\lambda_1 = 80$ мкм при частоті вхідного сигналу $f_1 = 43,6$ МГц.

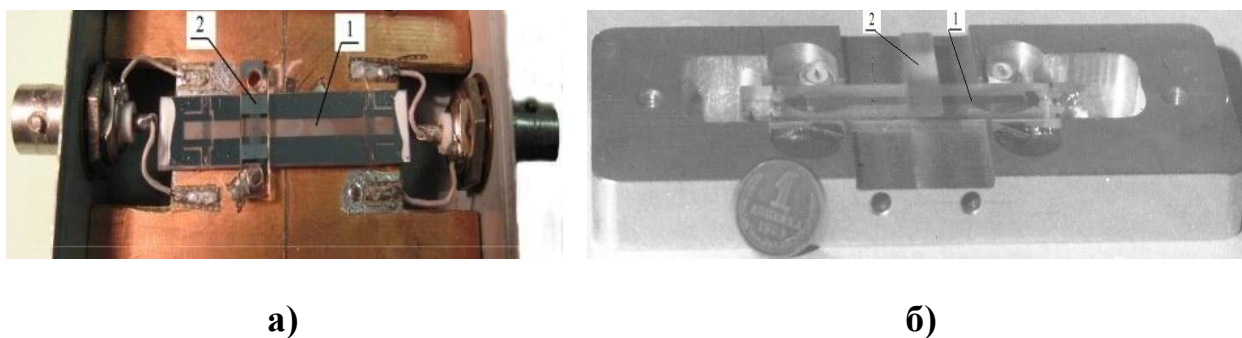


Рис. 6.1. Акустoeлектричні модулі перетворювачів лінійних переміщень на ПАХ на основі : а - ніобат літію LiNbO_3 YZ - зрізу; б - хвилевідної плівкової п'єзоелектричної структури $\text{ZnO-SiO}_{2\text{пл.}}$

2. Акустoeлектричний модуль первинного перетворювача лінійних переміщень (рис. 6.1, б) містить прямолінійний хвилевід (поз.1) з рупорними концентраторами ПАХ на базі плівкової п'єзоелектричної структури $\text{ZnO-SiO}_{2\text{пл.}}$ з вхідним і контрольним плівковими зустрічно-штировими перетворювачами ПАХ на основі структури: плавлений кварц-ЗШП-п'єзоелектрична плівка ZnO -металевий електрод, що закорочує електричне поле плівки (рис. 3.1, б). Кількість електродів вхідного, контрольного ЗШП та ЗШП ПАХ-приймача (поз.2) $N_1 = N_2 = N = 38$. Ширина електродів $b = 11,5$ мкм, період однополярних електродів $W_1 = 46$ мкм і апертура $W = 2,0$ мм. Фазова швидкість ПАХ у хвилеводі $V = 3330 \div 3375$ м/с в залежності від товщини та ширини плівки ZnO (результати математичного моделювання та експериментальних досліджень ПАХ-хвилеводів розглянуто у розділі 3). Напилення п'єзоелектричної плівки ZnO товщиною $h = 1,0 \div 1,4$ мкм на підкладку із плавленого кварцу $\text{SiO}_{2\text{пл.}}$ виконувалось на установці іонно-плазмового напилення УРМ3.279.026.

ЗШП ПАХ-приймачів виготовлялися методом напилення алюмінію товщиною $0,30 \div 0,35$ мкм на підкладку із плавленого кварцу $\text{SiO}_{2\text{пл.}}$ марки КУ-1. Формування еквідистантних структур електродів ЗШП та ПАХ-приймачів забезпечувалось оптичною фотолітографією. Технологічне

обладнання дозволило забезпечити виготовлення елементів первинних перетворювачів на задані частоти з похибкою не гірше $\pm 0,1\%$.

В табл. 6.1 представлені конструктивні параметри акустoeлектричних модулів перетворювачів лінійних переміщень на ПАХ.

Таблиця 6.1. Конструктивні параметри акустoeлектричних модулів перетворювачів лінійних переміщень на ПАХ

Найменування параметра	Перетворювач на основі акустичного кристалу	Перетворювач на основі плівкового хвильоводу
Матеріал п'єзoeлектричного звукопроводу (хвильоводу)	LiNbO ₃ YZ - зріз	Структура ZnO - SiO ₂ пл.
Тип вхідного і контрольного ЗШП	Еквідистантний 	Еквідистантний плівковий (рис.3.1,б) 
Кількість електродів вхідного і контрольного ЗШП N_1, N_2	38	38
Кількість електродів ЗШП ПАХ-приймача M	38	38
Період ЗШП W_1 , мкм	80	46
Апертура ЗШП W , мм	2,5	2,0
Коефіцієнт металізації	0,5	0,5
Параметри плівкового хвильоводу: - ширина хвильоводу $2d$, мкм - товщина плівки ZnO h , мкм - довжина рупорного концентратора ПАХ L_k , мм	- - -	100 ÷ 150 1,0 ÷ 1,4 10

6.1.2. Практична реалізація та випробування акустoeлектричних модулів перетворювачів лінійних переміщень з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль

Макет первинного перетворювача лінійних переміщень на ПАХ зображено на рис. 6.2.

Акустoeлектричні модулі (рис. 6.1, а, б) розміщувались на платформі, яка переміщувалась відносно ПАХ-приймачів за допомогою мікрометричного гвинта, а контроль величини переміщення здійснювався за допомогою індикатора 1 МИГ з ціною поділок 1 мкм (рис. 6.2). Зазор між поверхнею звукопроводу (хвилеводу) та ПАХ-приймачем і його контроль забезпечувався також за допомогою індикатора 1 МИГ.

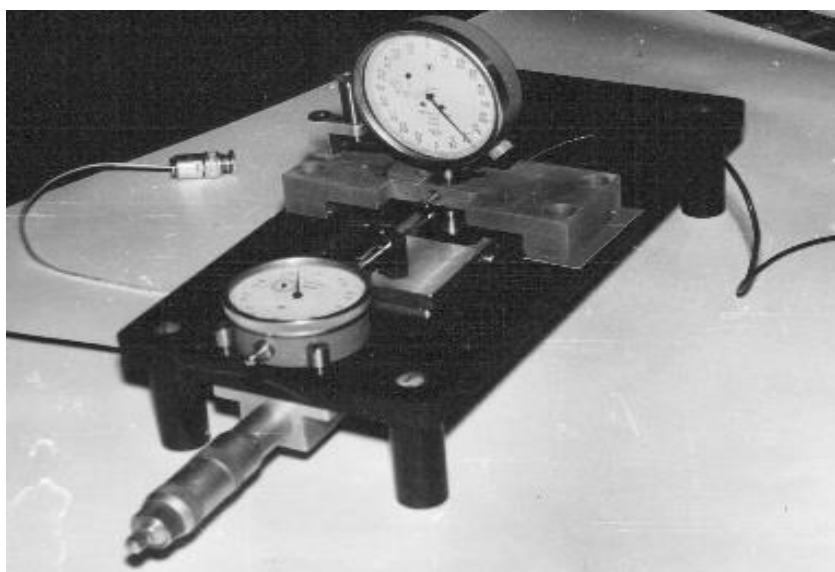


Рис. 6.2. Макет первинного перетворювача лінійних переміщень на ПАХ

Вимірювання амплітудно-частотних характеристик (АЧХ) акустoeлектричних модулів на ПАХ здійснювалось на установці із застосуванням вимірювача АЧХ чотириполіусників Х1-48.

На рис. 6.3 зображені теоретична (а) та експериментальні амплітудно-частотні характеристики первинних перетворювачів лінійних переміщень на

основі LiNbO_3 YZ-зрізу (б) та на основі хвильовідної плівкової п'єзоелектричної структури ZnO-SiO_2 пл. (в).

На рис. 6.4 зображена функціональна схема установки для дослідження метрологічних параметрів первинного перетворювача лінійних переміщень на ПАХ.

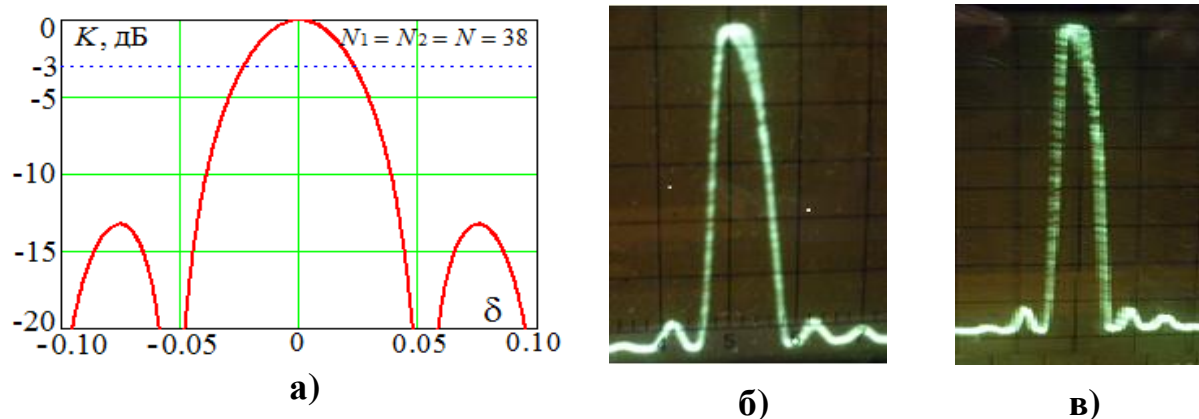


Рис. 6.3. Теоретична (а) та експериментальні (б, в) АЧХ первинних перетворювачів лінійних переміщень на ПАХ

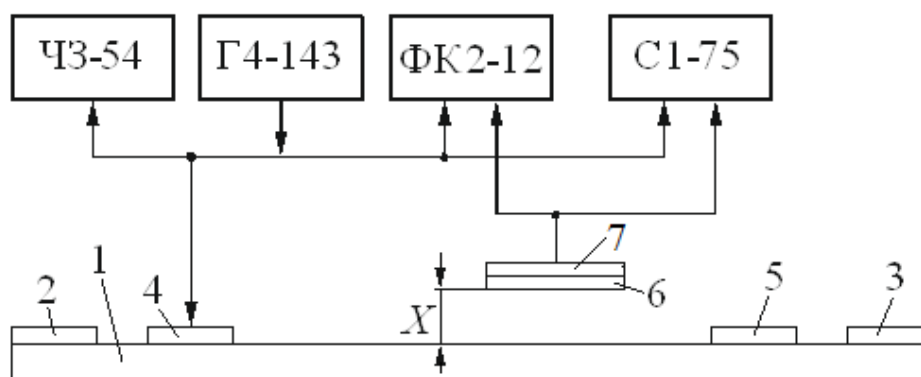


Рис. 6.4. Функціональна схема установки для дослідження метрологічних параметрів: 1 – п'єзоелектричний звукопровід (хвильовід); 2 і 3 – поглиначі ПАХ (шар компаунду); 4 і 5 – відповідно вхідний та контрольний ЗШП; 6 – ЗШП ПАХ-приймача 7

Вихідний сигнал високочастотного генератора Г4-143 з частотою $f_0 = 43,6$ МГц для первинного перетворювача на базі звукопроводу із ніобат літію (для перетворювача на базі плівкового хвильоводу $f_0 = 70,62$ МГц) з

амплітудою $U_m = 0,8$ В поступав на вхідний ЗШП 4, опорний канал вимірювача різниці фаз ФК2-12, осцилограф С1-75 та вимірювач частоти ЧЗ-54. Роздільна здатність вимірювача різниці фаз ФК2-12 $\Psi_{min} = 0,2$ ел.град. при похибці $\Delta\Psi = \pm 1,0$ ел.град.

Вихідний сигнал ПАХ-приймача поступав на осцилограф С1-75, вимірювальний канал вимірювача різниці фаз ФК2-12, який вимірює діючі значення напруг вхідного та вихідного сигналів, а також різницю фаз між вхідним та вихідним сигналами первинного перетворювача переміщень. За допомогою осцилографа С1-75 здійснювався візуальний контроль за формою вхідного та вихідного сигналів.

На рис. 6.5 представлено результати вимірювання напруг вихідного сигналу ПАХ-приймача U та приріст фази $\Delta\Psi$ від нормованого зазору X/λ між поверхнею звукопроводу (хвильоводу) та ЗШП ПАХ-приймача. Зменшення рівня вихідного сигналу та приросту фази для макету на базі плівкового хвильоводу пояснюється меншим коефіцієнтом електромагнітного зв'язку структури $\text{ZnO-SiO}_2\text{пл.}$ [150].

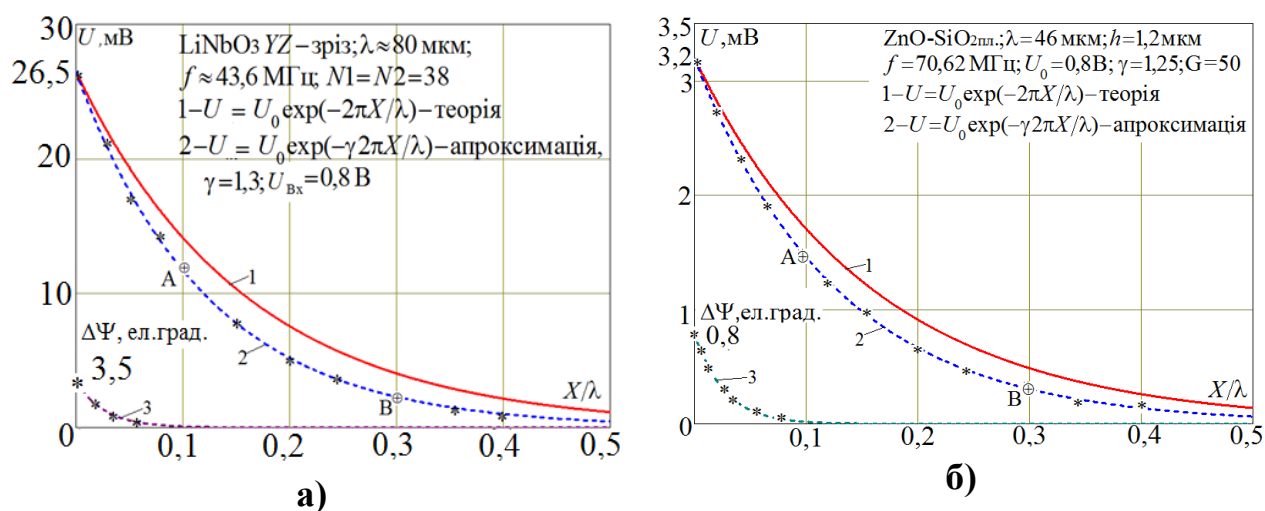


Рис. 6.5. Залежності напруги U та приросту фази $\Delta\Psi$ вихідного сигналу ПАХ-приймача перетворювача лінійних переміщень від нормованого зазору X/λ на основі: а – ніобат літію LiNbO_3 YZ -зрізу; б – хвильовідної плівкової п'єзoeлектричної структури $\text{ZnO-SiO}_2\text{пл.}$

Із результатів експериментальних досліджень випливає, що по мірі приближення ПАХ-приймача до поверхні п'єзоелектричного звукопроводу (хвильоводу) виникає додатковий фазовий зсув $\Delta\varphi$ у вихідному сигналі ПАХ-приймача у результаті дисперсії фазової швидкості хвилі, що викликається збуренням електричного поля ПАХ приймачем. Це вимагає високої точності виготовлення первинного перетворювача для забезпечення переміщення ПАХ-приймача паралельно поверхні звукопроводу (хвильоводу). Рекомендований діапазон зазору між ПАХ-приймачем та поверхнею звукопроводу знаходиться в інтервалі $X/\lambda = 0,10 \div 0,30$, при якому рівень вихідного сигналу достатній для подальшого підсилення та обробки інформації, а дисперсією фазової швидкості під приймачем можна нехтувати [166].

Вносимі втрати по напрузі при $X/\lambda = 0$ на центральній частоті $f_0 = 43,6$ МГц первинного перетворювача на основі LiNbO_3 YZ – зрізу склали $K_0 = -14,8$ дБ, смуга пропускання $\Delta f \approx 2$ МГц на рівні -3,0 дБ. При зміні нормованого зазору в інтервалі $X/\lambda = 0,1 \div 0,3$ (ділянка А-В на рис.6.5,а) вносимі втрати змінювалися в межах $K_0 = -(18,3 \div 25,5)$ дБ.

Вносимі втрати по напрузі при $X/\lambda = 0$ на центральній частоті $f_0 = 70,62$ МГц первинного перетворювача на базі хвилевідної плівкової п'єзоелектричної структури ZnO-SiO_2 пл. при нормованій товщині плівки $h/\lambda = 1,2$ мкм та ширині хвильоводу $2d = 120$ мкм склали $K_0 = -24$ дБ, смуга пропускання $\Delta f \approx 3,1$ МГц на рівні -3,0 дБ. При зміні нормованого зазору в інтервалі $X/\lambda = 0,10 \div 0,30$ (ділянка А-В на рис. 6.5, б) вносимі втрати змінювалися в межах $K_0 = -(27,4 \div 34,2)$ дБ.

В табл. 6.2 та 6.3 та на рис.6.6 представлені експериментальні результати вимірювання фази та залежності фази вихідного сигналу (осередненні

градувальні характеристики) при переміщенні ПАХ-приймача $\Psi(Z)$, отримані в результаті інтерполяції на окремих ділянках звукопроводу (хвильоводу), при нормованому зазорі $X/\lambda = 0,15$ [150, 151].

Таблиця 6.2. Результати вимірювання градувальної характеристики первинного перетворювача лінійних переміщень на основі звукопроводу із ніобат літію LiNbO_3 YZ – зрізу

Z , мкм	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60	65	70	75	80
$\Delta\Psi$, ел.град	14	-9	-28	-53	-77	-97	-117	-142	-162	177	156	134	112	88	65	42	20
Z , мкм	85	90	95	100	105	110	115	120	125	130	135	140	145	150	155	160	165
$\Delta\Psi$, ел.град	-4	-26	-49	-72	-98	-118	-143	-165	162	140	119	97	75	56	32	12	-11
Z , мкм	170	175	180	185	190	195	200	205	210	215	220	225	230	235	240	245	250
$\Delta\Psi$, ел.град	-32	-57	-80	-104	-127	-149	-17	164	141	120	98	76	56	35	15	-5	-28
Z , мкм	255	260	265	270	275	280	285	290	295	300	305	310	315	320	325	330	335
$\Delta\Psi$, ел.град	-50	-72	-95	-118	-140	-165	175	152	134	110	85	60	40	17	-4	-28	-48
Z , мкм	340	345	350	355	360	365	370	375	380	385	390	395	400	405	410	415	420
$\Delta\Psi$, ел.град	-73	-90	-114	-134	-156	-179	157	132	115	90	67	44	21	-2	-25	-47	-70

Таблиця 6.3. Результати вимірювання градуовальної характеристики первинного перетворювача лінійних переміщень на основі хвилевідної плівкової п'єзоелектричної структури ZnO-SiO₂пл.

Z , мкм	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60	65	70	75	80
$\Delta\Psi$, ел.град	180	141	102	63	24	-16	-55	-94	-133	-172	149	110	70	31	-8	-47	-86
Z , мкм	85	90	95	100	105	110	115	120	125	130	135	140	145	150	155	160	165
$\Delta\Psi$, ел.град	-125	-164	157	117	78	39	0	-39	-78	-119	-156	-196	125	86	48	8	-31
Z , мкм	170	175	180	185	190	195	200	205	210	215	220	225	230	235	240	245	250
$\Delta\Psi$, ел.град	-70	-109	-148	172	133	94	55	16	-23	-63	-102	-141	-180				

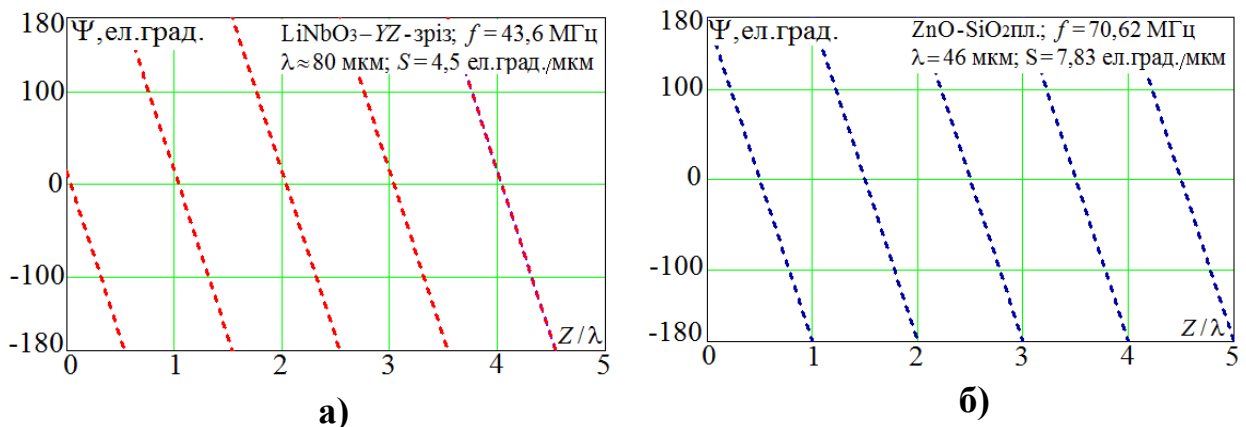


Рис. 6.6. Градуовальні характеристики первинних перетворювачів лінійних переміщень на ПАХ $\Psi = F(Z/\lambda)$ від нормованого переміщення ПАХ-приймача на основі ніобіт літію LiNbO₃ YZ – зрізу (а) та хвилевідної п'єзоелектричної структури ZnO-SiO₂пл.

Градуовальні характеристики $\Psi = F(Z/\lambda)$ мають лінійний характер в інтервалі $-180 \div +180$ ел.град. з періодом, що дорівнює довжині поверхневої акустичної хвилі. На частоті $f = 43,6$ МГц чутливість (коефіцієнт перетворення) первинного перетворювача на основі звукопроводу із ніобат

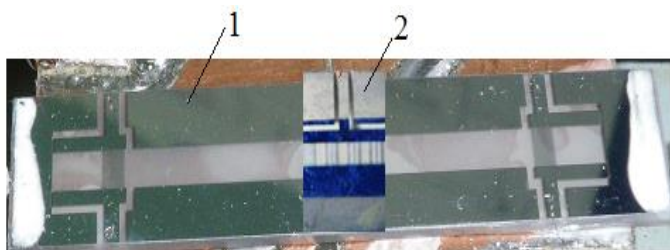
літію LiNbO_3 YZ –зрізу $S = d\Psi/dZ \approx 4,5$ ел.град./мкм, а на основі хвилевідної плівкової п'єзоелектричної структури ZnO-SiO_2 пл. на частоті $f = 70,62$ МГц $S = d\Psi/dZ \approx 7,83$ ел.град./мкм.

Результати випробувань представлено також в роботах [62–64, 95, 101, 102].

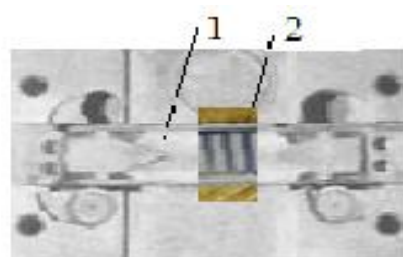
6.2. Експериментальні дослідження акустoeлектронних 3-х частотних перетворювачів лінійних та кутових переміщень з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль

6.2.1. Опис конструкцій 3-х частотних перетворювачів лінійних та кутових переміщень з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль

1. Акустoeлектричний модуль первинного перетворювача лінійних переміщень (рис. 6.7, а) містить п'єзоелектричний звукопровід із LiNbO_3 YZ –зрізу (поз.1) розмірами $1,0 \times 10 \times 60$ мм з вхідним та контрольним зустрічно-штировими перетворювачами. Період однополярних електродів $W_1 = \lambda_1 = 49,4$ мкм, апертура $W = 2,5$ мм. ЗШП ПАХ-приймача (рис.6.7, а, поз.2) містить 3 секції з періодами однополярних електродів $W_1 = \lambda_1 = 49,4$ мкм, $W_2 = \lambda_2 = 50,2$ мкм та $W_3 = \lambda_3 = 48,6$ мкм.



а)



б)

Рис. 6.7. 3-х частотні акустoeлектричні модулі первинних перетворювачів лінійних переміщень на основі: а – ніобат літію LiNbO_3 YZ - зрізу; б – хвилевідної плівкової п'єзоелектричної структури ZnO-SiO_2 пл.

2. Акустoeлектричний модуль первинного перетворювача лінійних переміщень (рис. 6.7, б) містить прямолінійний хвилевід (поз.1) з рупорними концентраторами на базі плівкової п'єзoeлектричної структури $\text{ZnO-SiO}_2\text{пл.}$ та з вхідним і контрольним плівковими зустрічно-штировими перетворювачами ПАХ: плавлений кварц – ЗШП – п'єзoeлектрична плівка ZnO – металевий електрод, що закорочує електричне поле плівки (рис. 3.1, б). Період однополярних електродів $W_1 = \lambda_1 = 47,4\text{мкм}$, апертура $W = 2\text{ мм}$. ЗШП ПАХ-приймача (рис. 6.7, б, поз.2) містить 3 секції з періодами однополярних електродів $W_1 = \lambda_1 = 47,4\text{мкм}$, $W_2 = \lambda_2 = 48,2\text{мкм}$ та $W_3 = \lambda_3 = 46,7\text{мкм}$

3. Акустoeлектричний модуль первинного перетворювача кутових переміщень (рис. 6.8) містить кільцевий хвилевід (6.8, а) з рупорними концентраторами на основі плівкової п'єзoeлектричної структури $\text{ZnO-SiO}_2\text{пл.}$ та з вхідним і контрольним плівковими зустрічно-штировими перетворювачами ПАХ: плавлений кварц – ЗШП – п'єзoeлектрична плівка ZnO – металевий електрод, що закорочує електричне поле плівки (рис.3.1,б). Період однополярних електродів $W_1 = \lambda_1 = 47,4\text{мкм}$, апертура $W = 2\text{мм}$. ПАХ-приймач (рис. 6.8, б) виконаний у вигляді кільцевого секційного ЗШП з періодами однополярних електродів $W_1 = \lambda_1 = 47,4\text{мкм}$, $W_2 = \lambda_2 = 48,2\text{мкм}$ та $W_3 = \lambda_3 = 46,7\text{мкм}$.

На рис. 6.9 представлено макет первинного перетворювача кутових переміщень на ПАХ.

В табл. 6.4 представлені конструктивні параметри акустoeлектричних модулів 3-х частотних перетворювачів лінійних та кутових переміщень на ПАХ.



а)



б)

Рис. 6.8. Акустoeлектричний модуль первинного перетворювача кутових переміщень на ПАХ: а – кільцевий хвилевід з рупорними концентраторами на базі плівкової п'єзoeлектричної структури $\text{ZnO-SiO}_{2\text{пл.}}$; б – багатосекційний кільцевий ПАХ-приймач

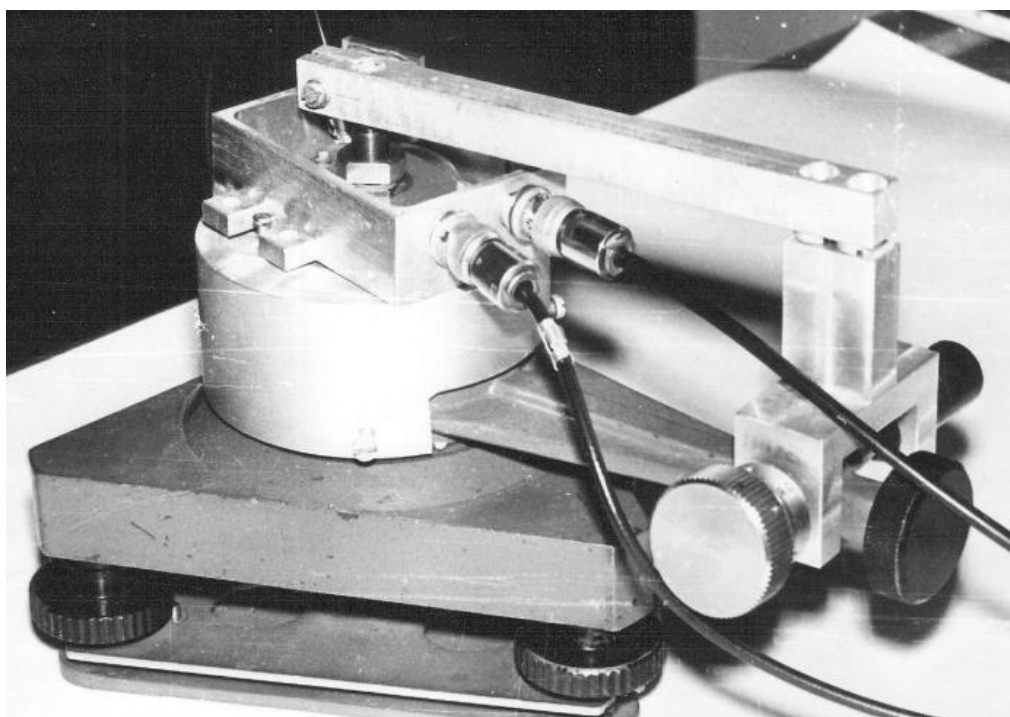


Рис. 6.9. Макет первинного перетворювача кутових переміщень на ПАХ

**Таблиця 6.4. Конструктивні параметри акустoeлектричних модулів
3-х частотних перетворювачів лінійних переміщень (ЛП)
та кутових переміщень (КП) на ПАХ**

Найменування параметра	Перетворювач ЛП на основі акустичного кристалу	Перетворювач ЛП на основі плівкового хвильоводу	Перетворювач КП на основі плівкового кільцевого хвильоводу
Матеріал п'єзoeлектричного звукопроводу (хвильоводу)	LiNbO ₃ YZ - зріз	Структура ZnO - SiO ₂ пл.	
Тип вхідного і контрольного ЗШП	Еквідистант- ний 	Еквідистантний плівковий 	
Кількість електродів вхідного і контрольного ЗШП N_1, N_2	38	38	38
Періоди електродів вхідного і контрольного ЗШП W_1 , мкм	49,40	47,4	47,4
Кількість електродів в одній секції ЗШП ПАХ-приймача кожної частоти M	38	38	38
Кількість секцій кільцевого ПАХ-приймача кожної частоти P			4
Періоди електродів ЗШП 3-частотного ПАХ-приймача W_i , мкм	49,4 50,2 48,6	47,4 48,2 46,7	47,4 48,2 46,7
Апертура ЗШП W , мм	2,5	2,0	2,0
Центральні частоти f_i , МГц	70,62	70,62	70,62
	69,52	69,52	69,52
	71,69	71,69	71,69
Параметри хвильоводу:			
- радіус кільцевого хвильоводу R , мм			15
- ширина хвильоводу $2d$, мкм		100 ÷ 150	100 ÷ 150
- товщина плівки ZnO h , мкм		1,0 ÷ 1,4	1,0 ÷ 1,4
- довжина рупорного концентратора ПАХ L_k , мм		10	21,75

6.2.2. Експериментальні дослідження градувальних характеристик акустoeлектронних 3-х частотних перетворювачів лінійних та кутових переміщень з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль

Дослідження макетів метрологічних параметрів 3-х частотних акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень на ПАХ виконувалось з використанням акустoeлектричних модулів (рис. 6.7 та 6.8), макетів (рис. 6.2 та 6.9) та експериментальної установки (рис. 6.10), функціональна схема якої представлена на рис. 6.11 [150, 151].



Рис. 6.10. Експериментальна установка для дослідження акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень з безконтактним ПАХ-приймачем

Електричний сигнал від розробленого 3-х частотного генераторного блоку (описаний у розділі 4) у вигляді суми трьох синусоїдальних високочастотних коливань з частотами $f_{1,2,3}$ поступає на вхідний ЗШП і збуджує в п'єзoeлектричному звукопроводі (хвилеводі) поверхневі акустичні хвилі, що приймаються рухомим ПАХ-приймачем, сигнал з якого поступає на розроблений блок підсилення та фільтрації (описаний у розділі 5), вихідні сигнали з якого у вигляді трьох окремих синусоїдальних сигналів з частотами $f_{1,2,3}$ поступають на фазометри ФК2-12, на які з генераторного блоку поступають опорні сигнали з тими же частотами. Фазометри ФК2-12 вимірюють напругу та фазу вихідних сигналів ПАХ-приймача.

Візуальне спостереження форми здійснювалось за допомогою осцилографа С1-75, вимірювання частоти вихідних сигналів – цифровим вимірювачем частоти ЧЗ-54.

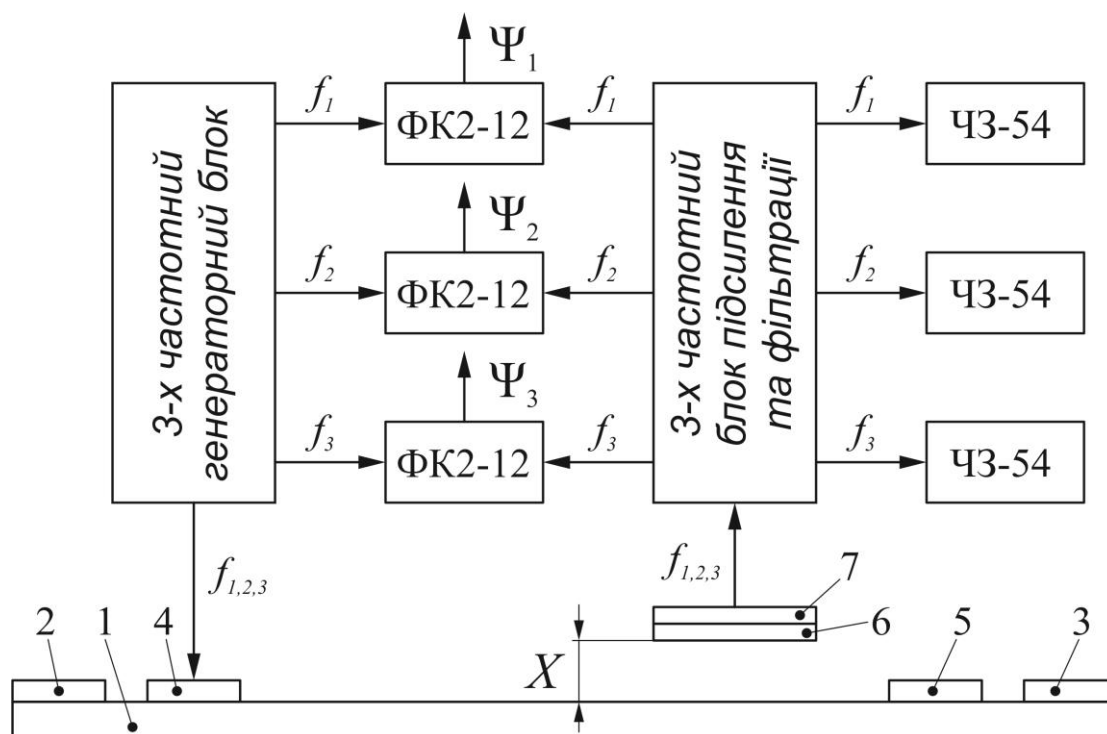


Рис. 6.11. Функціональна схема установки для дослідження метрологічних характеристик 3-х частотних ВП лінійних та кутових переміщень на ПАХ:
1 - п'єзоелектричний звукопровід (хвильовід); 2 і 3 – поглиначі ПАХ – шар компаунду; 4 і 5 – відповідно вхідний та контрольний ЗШП;
6 – ЗШП ПАХ-приймача 7

При випробуваннях перетворювача лінійних переміщень необхідний зазор між поверхнею звукопроводу і ПАХ-приймачем забезпечується індикатором 1 МИГ з ціною поділок 1 мкм, а переміщення ПАХ-приймача уздовж звукопроводу (хвильоводу) здійснювалось за допомогою мікрометричного голівки та контролювалось індикатором 1 МИГ (рис.6.2).

При випробуванні перетворювача кутових переміщень ПАХ-приймач розміщувався на вал установки (рис.6.9) над кільцевим хвильоводом ПАХ за допомогою тонких діелектричних плівок, а кутове переміщення ПАХ-приймача контролювалось автоколیمатором АК-0,5У з ціною поділок

секундної шкали 0,5 кут.сек. і ціною поділок грубої шкали 30 кут.сек (рис.6.11). При діапазоні вимірювання 20 кутових хвилин на валу макету розміщувалася призма з 10-ю гранями. Вимірювання виконувались на довільних ділянках кільцевого хвилеводу.

Результати вимірювання представлені в табл. 1...3 Протоколу випробувань макетів 3-х частотних вимірювальних перетворювачів лінійних та кутових переміщень на ПАХ (Додаток № 3).

Вимірювання градуювальних характеристик $\Phi_i = \Phi(Z, \varphi)$ і розрахунок метрологічних параметрів проводилися згідно методики, що представлена в Додатку № 4, для сигналів на трьох частотах f_i експериментальних макетів перетворювачів лінійних та кутових переміщень, виготовлених з конструктивними параметрами, приведеними в табл. 6.4.

З метою усунення похибок вимірювання із-за дисперсії фазової швидкості хвилі, в результаті збурення електричного поля ПАХ-приймачем, приймач переміщувався уздовж п'єзоелектричного звукопроводу (хвилеводу) на відстані $X/\lambda_1 \approx 0,15$ від його поверхні. Вимірювання здійснювалось на окремих ділянках звукопроводу (хвилеводу). Дослідження перетворювачів лінійних та кутових переміщень проводились на частотах: $f_1 = 70,62$ МГц; $f_2 = 69,52$ МГц; $f_3 = 71,69$ МГц.

Вимірювання проводились на окремих ділянках діапазонів:

- лінійних переміщень $Z = 0 \div 30$ мм ;
- кутових переміщень $\varphi = 0 \div 360$ кут.град. .

Осередненні градуювальні характеристики на кожній частоті (точні вимірювальні шкали, рис. 6.12, а, рис. 6.13, а та рис. 6.14, а) мають лінійний характер в інтервалі $-180 \dots +180$ ел.град. з періодами, що дорівнюють довжинам ПАХ $\lambda_{1,2,3}$. Градуювальні характеристики для проміжних (рис. 6.12, б, рис. 6.13, б та рис.6.14, б) та грубих вимірювальних шкал (рис. 6.12, в, рис. 6.13, в та рис. 6.14, в) побудовані по результатам вимірювання на точних шкалах [150, 151].

В табл. 6.5 представлено осередненні по 16 ділянкам метрологічні параметри досліджених вимірювальних перетворювачів лінійних та кутових переміщень на ПАХ.

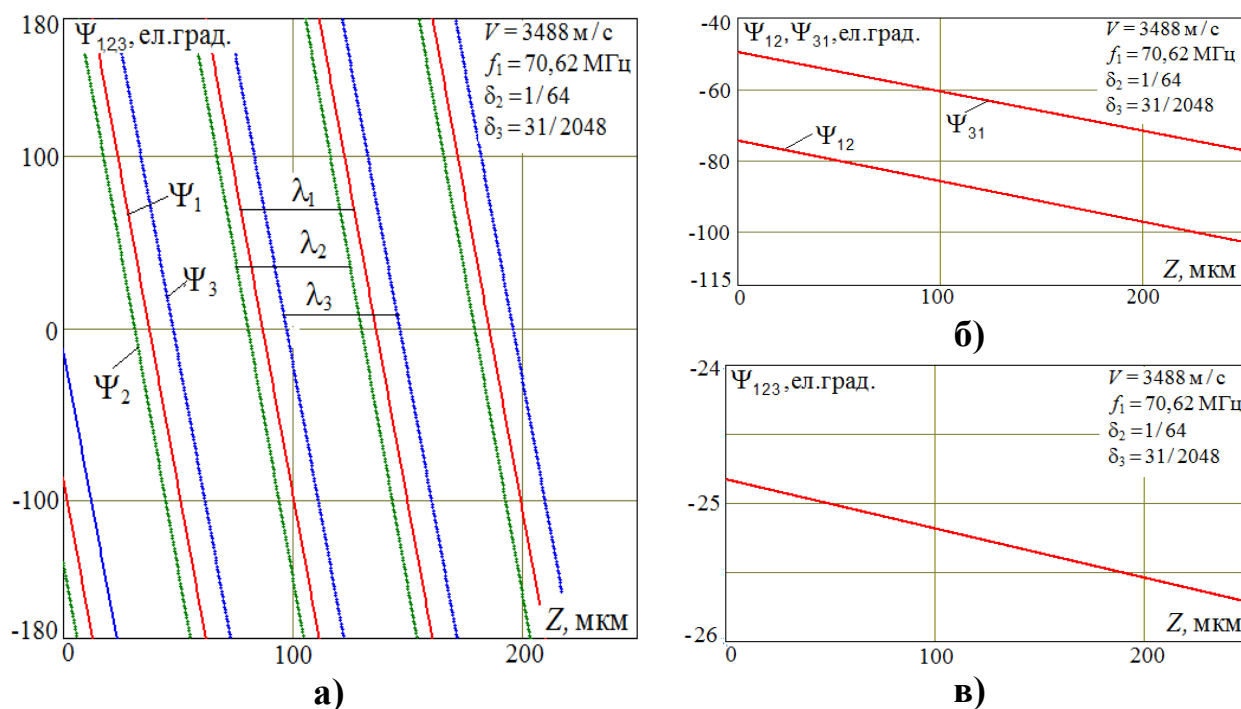


Рис. 6.12. Градувальні характеристики 3-х частотного перетворювача лінійних переміщень на основі LiNbO_3 YZ – зрізу

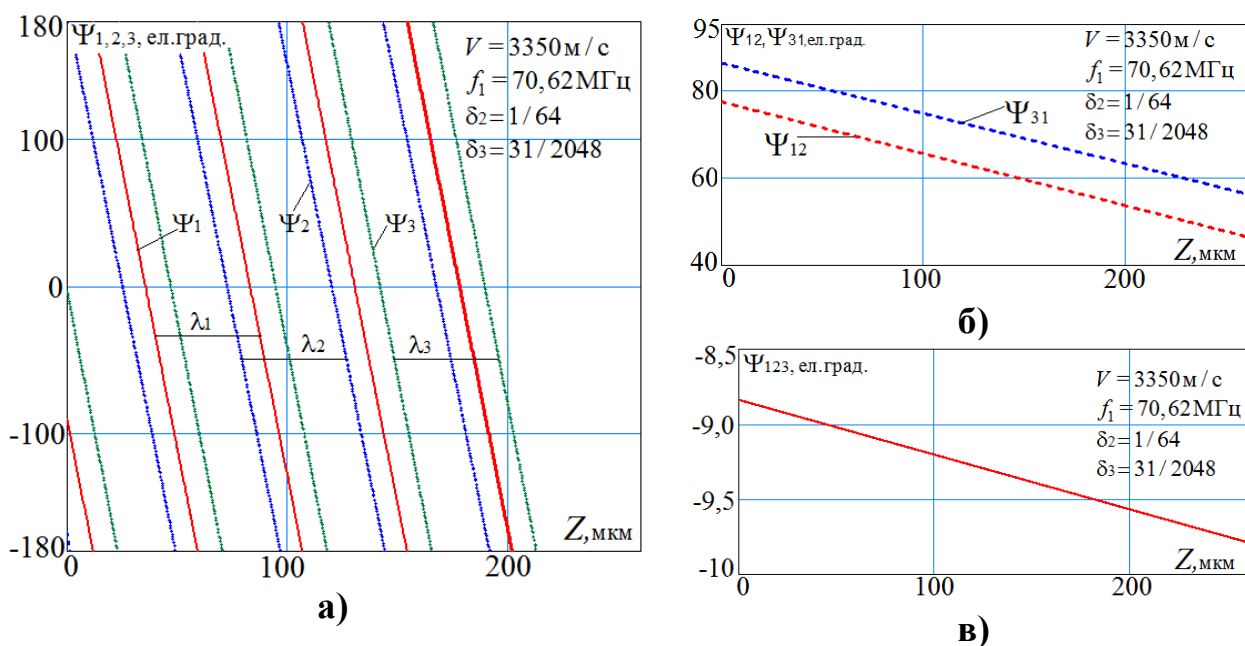


Рис. 6.13. Градувальні характеристики 3-х частотного перетворювача лінійних переміщень на основі структури ZnO-SiO_2 пл.

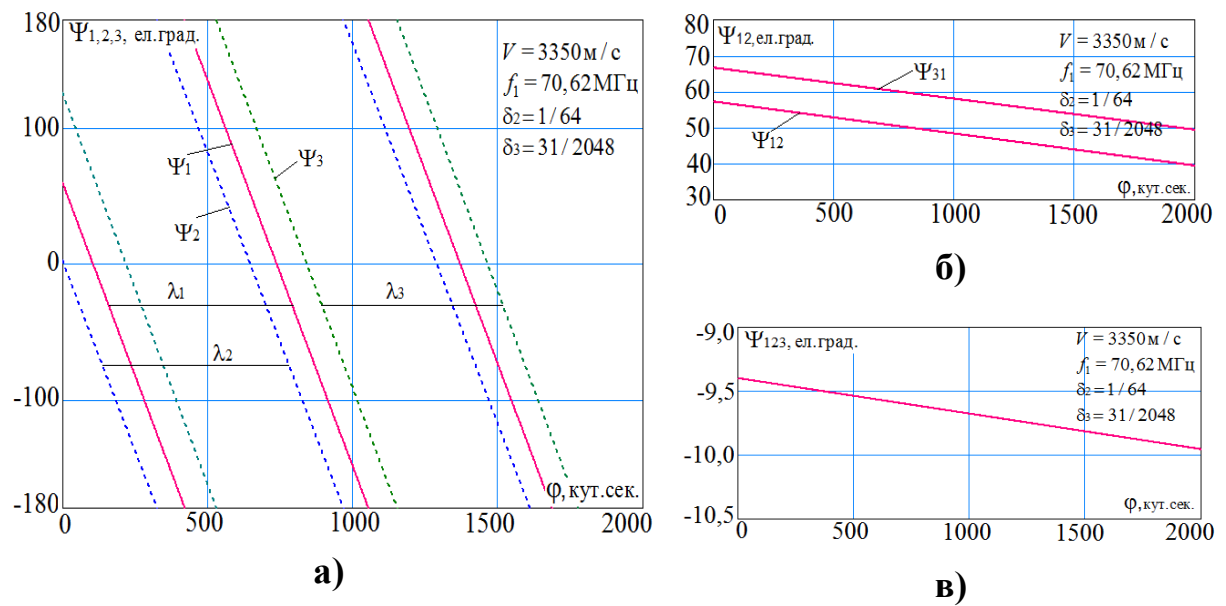


Рис. 6.14. Градувальні характеристики 3-х частотного перетворювача кутових переміщень на основі структури $\text{ZnO-SiO}_2\text{пл.}$

Осередненні градувальні характеристики на кожній частоті (точні вимірювальні шкали, рис. 6.12, а, рис. 6.13, а та рис. 6.14, а) мають лінійний характер в інтервалі $-180 \div +180$ ел.град. з періодами, що дорівнюють довжинам ПАХ $\lambda_{1,2,3}$. Градувальні характеристики для проміжних (рис. 6.12, б, рис. 6.13, б та рис. 6.14, б) та грубих вимірювальних шкал (рис. 6.12, в, рис. 6.13, в та рис. 6.14, в) побудовані по результатам вимірювання на точних шкалах.

В табл. 6.5 представлено осередненні по 16 ділянкам метрологічні параметри досліджених акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль [150, 151].

Таблиця 6.5. Метрологічні параметри макетів акустoeлектронних 3-х частотних перетворювачів лінійних та кутових переміщень з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль

Найменування параметрів	Акустoeлектронний перетворювач		
	лінійних переміщень	кутових переміщень	
Матеріал звукопровода (хвилевода)	Ніобат літію LiNbO_3 , YZ – зріз	Плівкова структура ZnO-SiO_2 пл.	
Діапазон переміщень : Z , мм ; φ , кут.град.	0...30	0...30	0...360
Коефіцієнт перетворення в границях одної довжини хвилі , ел.град/мкм, ел.град./кут.сек:			
$S_1 = \bar{S}_1 \pm \delta_i$	$7,28 \pm 3 \%$	$7,59 \pm 3 \%$	$0,55 \pm 0,5 \%$
$S_2 = \bar{S}_2 \pm \delta_i$	$7,17 \pm 3 \%$	$7,47 \pm 3 \%$	$0,54 \pm 0,5 \%$
$S_3 = \bar{S}_3 \pm \delta_i$	$7,41 \pm 3 \%$	$7,71 \pm 3 \%$	$0,56 \pm 0,5 \%$
Основна похибка в границях одної довжини ПАХ:			
1. Найбільше значення основної приведенної похибки :			
$\gamma_{пр.1}^{осн} , \%$	0,75	0,83	0,52
$\gamma_{пр.2}^{осн} , \%$	0,80	0,72	0,51
$\gamma_{пр.3}^{осн} , \%$	0,72	0,79	0,48
2. Найбільше значення основної відносної похибки, що визначається за формулою $\delta^{осн} = \pm \left[c + d \left(\frac{Z_{kp} n}{Z} - 1 \right) \right] \cdot 100\% :$			
$c_1 , \%$	0,80	0,82	0,65
$d_1 , \%$	0,43	0,48	0,30
$c_2 , \%$	0,90	0,85	0,72
$d_2 , \%$	0,46	0,42	0,35
$c_3 , \%$	0,85	0,87	0,68
$d_3 , \%$	0,42	0,45	0,32
3. Найбільше значення приведенної нелінійності функції перетворення:			
$\gamma_{пр.1}^H , \%$	0,25	0,28	0,30
$\gamma_{пр.2}^H , \%$	0,27	0,35	0,27
$\gamma_{пр.3}^H , \%$	0,30	0,25	0,33
4. Найбільше значення приведенної варіації (гістерезису) вихідного сигналу:			
$\gamma_{пр.1}^F , \%$	0,35	0,40	0,35
$\gamma_{пр.2}^F , \%$	0,38	0,36	0,36
$\gamma_{пр.3}^F , \%$	0,30	0,37	0,32

Примітка. Довірча вірогідність результатів вимірювання метрологічних параметрів не менше 0,95.

6.3. Висновки до розділу

Результати експериментальних досліджень метрологічних параметрів акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень з безконтактним приймачем поверхневих акустичних хвиль дозволяють сформулювати наступні висновки:

1. В акустoeлектронних перетворювачах лінійних переміщень діапазону до 100 мм і більше в якості матеріалу доцільно використовувати сильні п'єзoeлектричні кристали (наприклад, ніобат літію LiNbO_3 , плівкові п'єзoeлектричні структури (наприклад, структура $\text{ZnO-SiO}_{2\text{пл.}}$), п'єзокерамічні звукопроводи, які мають достатньо високий коефіцієнт електромеханічного зв'язку.

2. Для вимірювання кутових переміщень в діапазоні $0 \div 360$ град. та кутової швидкості можуть бути використані акустoeлектричні модулі на базі п'єзoeлектричних хвильоводів поверхневих акустичних хвиль. Доцільно застосувати плівковий хвильовід на базі п'єзoeлектричної плівки ZnO з рупорним концентратором ПАХ на підкладці із плавленого кварцу $\text{SiO}_{2\text{пл.}}$, технологічний процес виготовлення якого достатньо відпрацьований і який дозволяє розміщувати на одній підкладці як акустoeлектричний модуль, так і електронні блоки, необхідні для створення та оброблення інформаційних сигналів.

3. Результати дослідження залежності вихідного сигналу ПАХ-приймача від зазору між поверхнею п'єзoeлектричного звукопроводу (хвильоводу) та приймачем показали, що при нормованому зазорі $X/\lambda < 0,1$, де λ – довжина ПАХ, виникає додатковий фазовий зсув. Тому при проектуванні перетворювачів необхідно забезпечувати зазор між ПАХ-приймачем та поверхнею п'єзoeлектричного звукопроводу (хвильоводом) в інтервалі $(0,1 \div 0,3)\lambda$. Це дозволить усунути вплив дисперсії фазової швидкості в результаті збурення ПАХ-приймачем електричного поля ПАХ на точність вимірювання.

4. Результати випробувань підтвердили теоретичні обґрунтування можливості створення високочутливих акустoeлектронних перетворювачів лінійних (кутових) переміщень з коефіцієнтом перетворення вище 7,0 ел.град./мкм (0,50 ел.град./кут.сек.) в діапазоні до 100 мм і вище (360 кут.град.).

При представленні результатів вимірювання 22 розрядами двійкового коду отримаємо ціну розрядів на: точній шкалі (11 розрядів) – 0,022 мкм (0,31 кут. сек); на проміжній шкалі (6 розрядів) – 46 мкм (632,81 кут. сек); на грубій шкалі (5 розрядів) – 2,944 мм (11, 25 кут град).

РОЗДІЛ 7

ФІЗИКО-ТЕХНІЧНІ ОСНОВИ ПОБУДОВИ ТА МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ АКУСТОЕЛЕКТРОННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ МІКРОПЕРЕМІЩЕНЬ ТА ТИСКУ НА ОСНОВІ ЗБУРЕННЯ ЕЛЕКТРИЧНОГО ПОЛЯ ПОВЕРХНЕВИХ АКУСТИЧНИХ ХВИЛЬ

У даному розділі представлено результати теоретичних та експериментальних досліджень запропонованого метода вимірювання мікропереміщень та тиску на основі використання дисперсії фазової швидкості поверхневих акустичних хвиль в результаті збурення мембраною (зондом) електричного поля ПАХ, що поширюються на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу.

Запропоновані та досліджені фізико-математичні моделі акустoeлектронних перетворювачів дозволяють обґрунтовувати вимоги до конструктивних та електричних параметрів в залежності від заданих метрологічних параметрів.

Для підвищення коефіцієнта перетворення подібних перетворювачів запропоновано використання частотного метода вимірювання на основі диференціального перетворювача із застосуванням метода конкуренції мод коливань в ПАХ-генераторах, що дозволяє збільшити активну ділянку п'єзоелектричного звукопроводу, на якій здійснюється збурення електричного поля ПАХ.

Запропоновані перетворювачі можуть створюватися на базі універсального акустoeлектронного модуля, а конструкція чутливого елемента – мембрани (зонда) визначається заданим динамічним діапазоном фізичної величини. Розглянутий акустoeлектронний перетворювач може бути застосований для вимірювання мікропереміщень, прискорення, сили, тиску, а також в якості приймача акустичних сигналів.

7.1. Фізико-математичне моделювання акустoeлектронних перетворювачів мікропереміщень та тиску на основі збурення електричного поля поверхневих акустичних хвиль

На рис. 7.1 представлена функціональна схема акустoeлектронного перетворювача мікропереміщень та тиску, яка містить лінію затримки на ПАХ на основі п'єзоелектричного звукопроводу, зустрічно-штирові перетворювачі якої з'єднані з підсилювачем електричних коливань, утворюючи таким чином ПАХ-генератор [82, 213–218]. Вказані елементи розміщуються у корпусі і створюють універсальний акустoeлектронний модуль, який придатний для різних діапазонів вимірювальних величин, а мембрана (зонд) виконана з пружного матеріалу (наприклад, бронза, сталь тощо) і змінює своє положення відносно поверхні п'єзоелектричного звукопроводу в межах $0..λ$, де $λ$ – довжина ПАХ.

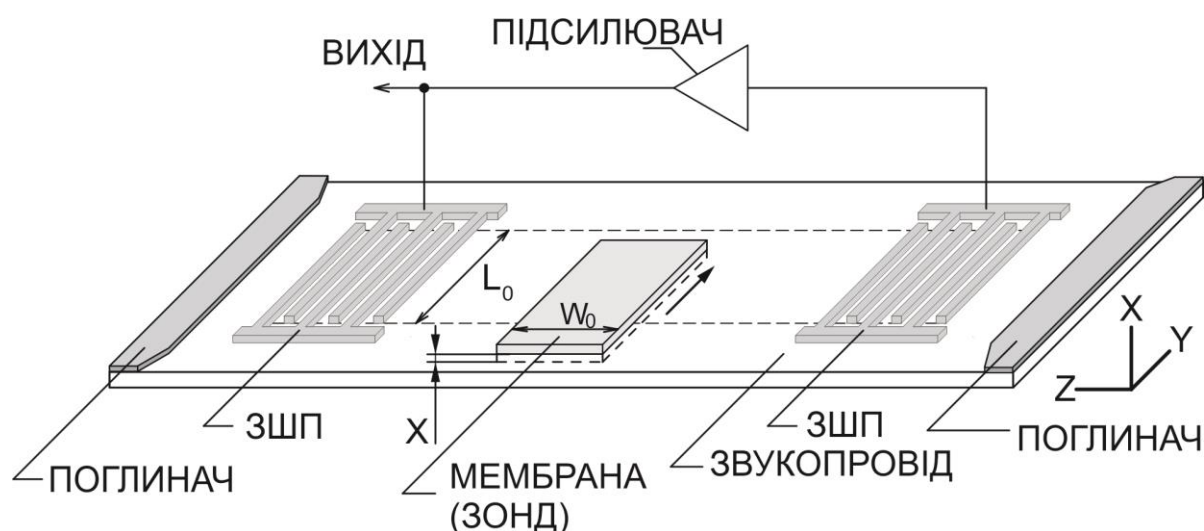


Рис. 7.1. Функціональна схема акустoeлектронного перетворювача мікропереміщень та тиску з мембраною (зондом)

Таке конструктивне рішення дозволяє застосовувати універсальний акустoeлектронний модуль, а первинний перетворювач (мембрану, зонд), наприклад, мікропереміщення, прискорення, сили та тиску, виготовляти для конкретного виду фізичної величини та заданого діапазону.

При розробці моделі прийнято наступну систему параметрів [214–216]:

- f_0 та f – початкова частота та частота ПАХ-генератора при збуренні електричного поля ПАХ, що поширюється на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу;
- V_0 та λ_0 – фазова швидкість та довжина ПАХ на вільній поверхні п'єзоелектричного звукопроводу;
- V та λ – фазова швидкість та довжина ПАХ на ділянці поверхні п'єзоелектричного звукопроводу, на якій здійснюється збурення електричного поля ПАХ;
- Ψ – додаткове фазове набігання хвилі під мембраною (зондом), що викликане зміною фазової швидкості при збуренні електричного поля ПАХ;
- L – відстань між центрами ЗШП; L_0 – ширина акустичного потоку;
- $\rho = x/\lambda_0$ – нормований зазор між мембраною (зондом) та поверхнею п'єзоелектричного звукопроводу;
- $N = W_0/\lambda_0$ – число довжин хвиль на збуреній ділянці звукопроводу
- поверхня мембрани (зонда) паралельна поверхні п'єзоелектричного звукопроводу;
- переміщення мембрани (зонда) здійснюється в електричному полі хвилі, що призводить до зміни фазової швидкості ПАХ на збуреній ділянці звукопроводу і не впливає на поле механічних напружень в п'єзоелектрику.

Мембрана переміщується в електричному полі ПАХ, потенціал якого змінюється при віддаленні від поверхні п'єзоелектричного звукопроводу за формулою $\varphi = \varphi_0 \exp(-2\pi\rho)$ [156–158, 167], де φ_0 – потенціал електричного поля на поверхні звукопроводу; $\rho = x/\lambda_0$ – нормований зазор; x – відстань від п'єзоелектричної поверхні до мембрани; $\lambda_0 = V_0/f_0$; V_0 , λ_0 та f_0 – фазова швидкість, довжина ПАХ та частота ПАХ на вільній поверхні звукопроводу.

Зміна фазової швидкості ПАХ під мембраною залежить як від зазору між мембраною та поверхнею звукопроводу, так і від форми та матеріалу мембрани.

При генераторному методі вимірювання частота ПАХ-генератора із врахуванням зміни фазової швидкості ПАХ визначається співвідношенням [59, 60, 214–216]:

$$f \approx \left(n - \frac{\Psi}{2\pi} \right) \frac{V_0}{L}, \quad (7.1)$$

де n – ціле число, що визначає моду коливань, звичайно $n=100\dots250$; L – відстань між центрами ЗШП; Ψ – додаткове фазове набігання хвилі під мембраною, що викликане збуренням електричного поля ПАХ.

Електричний сигнал, що знімається з вихідного ЗШП ЛЗ на ПАХ, можна представити у вигляді [214]:

$$\bar{u} = \bar{G} \bar{u}_0, \quad (7.2)$$

де \bar{u}_0 – електричний сигнал, що знімається з вихідного ЗШП, при відсутності збурення:

$$\bar{u}_0 = U_0 \exp j \left(2\pi f_0 t + \Psi_0 - \frac{2\pi}{\lambda_0} L \right), \quad (7.3)$$

де U_0 і Ψ_0 – амплітуда і початкова фаза електричного сигналу; t – поточний час; \bar{G} – комплексний коефіцієнт збурення, аналітичний опис якого визначається формою, матеріалом, положенням і напрямком переміщення мембрани вздовж осей X і Y , і визначається співвідношенням [216]:

$$\bar{G} = \frac{L_0 - y}{L_0} + \frac{1}{L_0} \int_0^y \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda_0} \alpha(x) W(y) \right] dy, \quad (7.4)$$

де L_0 – ширина акустичного потоку; $W(y)$ – ширина мембрани; $\alpha(x) = 0,5k \exp(-2\pi r)$; $k = -2[V_m - V_0]/V_0$ – коефіцієнт електромеханічного зв'язку, який практично визначає відносну зміну фазової швидкості ПАХ при наявності тонкої металевої плівки на поверхні п'єзоелектричного

звукопроводу [157, 158]; V_m – фазова швидкість ПАХ при наявності тонкої металевої плівки на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу.

Аналіз співвідношень (7.1)...(7.4) показує можливість створення двох типів перетворювачів на основі збурення електричного поля ПАХ при переміщенні мембрани (зонда) у напрямку вісей X і Y .

Переміщення мембрани у напрямку вісі X

При переміщенні у напрямку вісі X мембрани (рис.7.1), проекція якої перекриває акустичний потік по ширині і яка розміщена паралельно поверхні п'єзоелектричного звукопроводу, впливає, що $W(y) = W_0$ та $y = L_0$.

Тоді, із (7.4) отримаємо співвідношення для коефіцієнта збурення:

$$\bar{G}_x = \exp(j\Psi_x), \quad (7.5)$$

де Ψ_x – фазовий зсув сигналу на виході ЛЗ на ПАХ, виникаючий в результаті збурення електричного поля ПАХ при розміщенні мембрани на відстані x від поверхні звукопроводу:

$$\Psi_x = \pi N k \exp(-2\pi r), \quad (7.6)$$

де $N = W_0 / \lambda_0$ – число довжин хвиль на збуреній ділянці звукопроводу.

На рис. 7.2 зображені теоретичні (графіки 1...3) залежності фазового зсуву вихідного сигналу ЛЗ на ПАХ на базі звукопроводів із різних матеріалів при збуренні електричного поля мембраною [216].

Експериментальна залежність фазового зсуву вихідного сигналу (графік 4 на рис. 7.2) була отримана в результаті апроксимації експериментальних даних, отриманих при дослідженні збурення електричного поля ПАХ на поверхні ніобат літію LiNbO_3 YZ - зрізу, і визначається співвідношенням:

$$\Psi_E = 0,033\pi N \exp(-2\pi r). \quad (7.7)$$

Розбіжність теоретичної та експериментальної залежностей обумовлена

похибками встановлення мембрани відносно поверхні звукопроводу в процесі виконання вимірювань і становить $10 \div 15 \%$.

Із (7.6) випливає співвідношення для чутливості (коефіцієнта перетворення) перетворювача мікропереміщень:

$$S_x = \frac{d\Psi_x}{dx} = -\frac{2\pi^2 Nk}{\lambda_0} \exp(-2\pi\rho). \quad (7.8)$$

Використовуючи співвідношення (7.1) і (7.6), приріст частоти ПАХ-генератора при переміщенні мембрани перпендикулярно поверхні п'єзоелектричного звукопроводу можна представити у вигляді:

$$F_x = -\frac{Nf_0 k}{2n} \exp(-2\pi\rho). \quad (7.9)$$

На рис. 7.3 представлені теоретична (графік 1) та експериментальна (графік 2 із урахуванням залежності для Ψ_E) функції перетворення вимірювального перетворювача

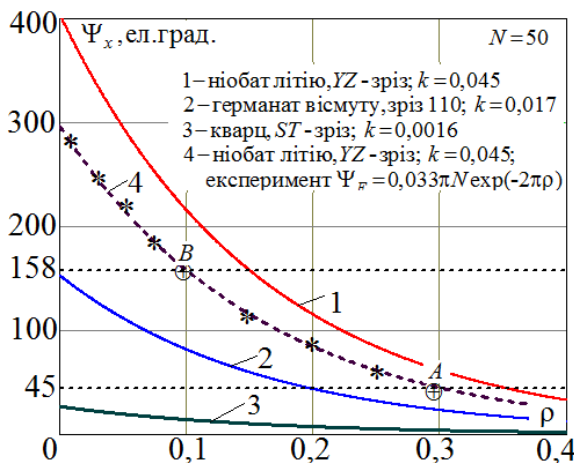


Рис. 7.2. Теоретичні (1...3), та експериментальна (4) залежності фазового зсуву вихідного сигналу ЛЗ на ПАХ від нормованого зазору

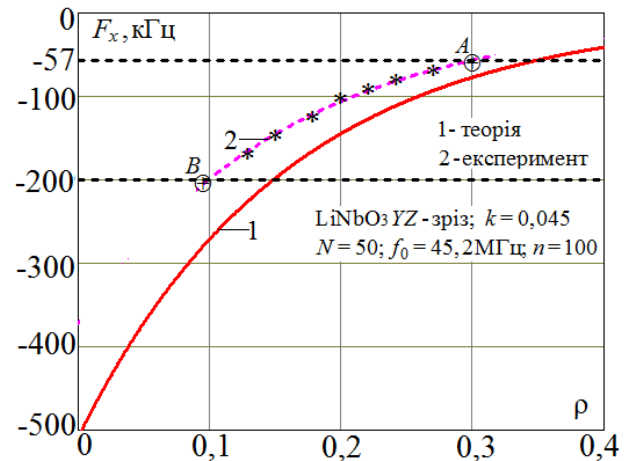


Рис. 7.3. Теоретична (1) та експериментальна (2) функції перетворення перетворювача мікропереміщень на ПАХ

Для забезпечення одномодового режиму роботи ПАХ-генератора необхідно вибирати робочу ділянку А-В таким чином, щоб діапазон зміни фазового зсуву не перевищував 180° (рис. 7.2 та 7.3).

Наприклад, для ніобат літію LiNbO_3 YZ-зрізу (при $N=50$, $\lambda_0=77$ мкм, $f_0=45,2$ МГц і $n=100$) при переміщенні мембрани в діапазоні $\rho=0,3\div 0,1$ приріст частоти ПАХ-генератора змінюється в інтервалі $F_x \approx 57 \div 200$ кГц, тобто середній коефіцієнт перетворення мікропереміщень складає: $S_x \approx \Delta F_x / \Delta x \approx 9,3$ кГц/мкм.

Залежність прогинання мембрани x від тиску P визначається типом мембрани та її конструктивними параметрами. У випадку мембрани з жорстким центром прогинання визначається співвідношенням [219]:

$$x = \frac{AR^4}{Eh^3} P, \quad (7.10)$$

де $A=3(1-\mu^2)(c^4-1-4c^2\ln c)/16c^4$; $c=R/r$; R та r – робочий радіус мембрани та радіус її жорсткого центру; μ і E – коефіцієнт Пуассона та модуль пружності матеріалу мембрани; h – товщина мембрани.

Із розрахунку для мембрани із сталі ($\mu=0,28$; $E=2,2 \cdot 10^{11}$ Н/м²; $r=2 \cdot 10^{-3}$ м; $h=10^{-3}$ м; $R=15 \cdot 10^{-3}$ м) впливає, що її переміщення в інтервалі $\rho=0,3 \dots 0,1$ буде здійснюватися під тиском в діапазоні до $P \approx 4,53 \cdot 10^5$ Н/м² ≈ 3400 мм.рт.ст.

При цьому частота ПАХ-генератора змінюється в інтервалі $F_p = F_x \approx 57 \div 200$ кГц, а середній коефіцієнт перетворення тиску складає: $S_p \approx \Delta F_p / \Delta P \approx 0,32$ Гц/Н \times м⁻² $\approx 42,6$ Гц/мм.рт.ст.

При роздільній здатності вимірювача частоти $\delta f = 1$ Гц потенційна роздільна здатність перетворювачів мікропереміщень та тиску відповідно складають 10^{-4} мкм та $2,3 \cdot 10^{-2}$ мм.рт.ст.

Змінюючи число довжин хвиль на збуреній ділянці звукопроводу N , робочу частоту генератора f_0 та застосовуючи сильні п'єзоелектрики (ніобат літію, германат вісмуту, оксид цинку, нітрид алюмінію та ін.), можливо забезпечити необхідний коефіцієнт перетворення ВП. Розглянутий перетворювач може бути застосований для вимірювання мікропереміщень, прискорення, сили, тиску, а також в якості приймача гідроакустичних сигналів

[166, 214–218].

Переміщення прямокутного зонда у напрямку вісі Y.

При переміщенні прямокутного зонда паралельно поверхні п'єзоелектричного звукопроводу на відстані $x = \rho \lambda_0$ у напрямку вісі Y (рис.7.1) впливає, що $W(y) = W_0$. Тоді із (7.4) отримаємо співвідношення для коефіцієнта збурення:

$$\bar{G}_\Pi = G_\Pi \exp(j\Psi_\Pi), \quad (7.11)$$

де G_Π та Ψ_Π – модуль і аргумент (додатковий зсув фази) коефіцієнта збурення:

$$G_\Pi = \sqrt{1 - 4\rho_\Pi(1 - \rho_\Pi)\sin^2\beta_\Pi}; \quad (7.12)$$

$$\Psi_\Pi = -\arctg \frac{\rho_\Pi \sin(2\beta_\Pi)}{1 - 2\rho_\Pi \sin^2\beta_\Pi}, \quad (7.13)$$

де $\beta_\Pi = 0,5\pi N k \exp(-2\pi\rho)$ – параметр збурення; $\rho_\Pi = y/L_0$ – нормоване переміщення зонда.

Результати розрахунку модуля та аргументу коефіцієнта збурення для звукопроводу з ніобіт літію YZ-зрізу для трьох значень нормованого зазору ρ при $N=100$ зображено на рис.7.4, на якому також зображені експериментальні залежності, що отримані при відносних зазорах $\rho = 0,1; 0,15; 0,20$.

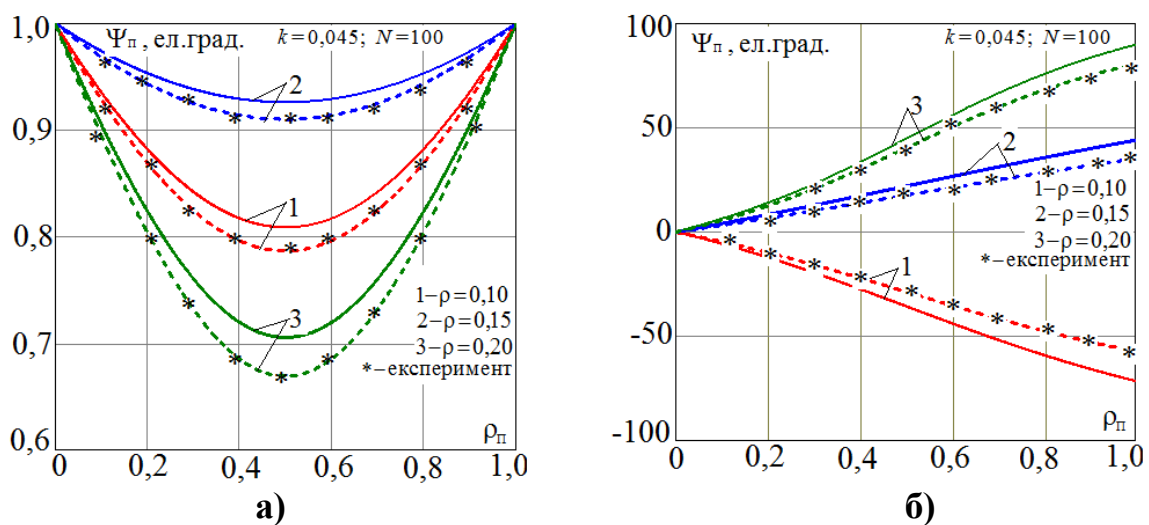


Рис. 7.4. Залежності модуля G_Π (а) та аргумента Ψ_Π (б) коефіцієнта збурення електричного поля ПАХ від нормованого переміщення зонда ρ_Π

Використовуючи співвідношення (7.1) і (7.13), приріст частоти ПАХ-генератора при переміщенні зонда у напрямку вісі Y можна представити у вигляді:

$$F_{\Pi} = \frac{f_0}{2\pi n} \operatorname{arctg} \frac{\rho_{\Pi} \sin(2\beta_{\Pi})}{1 - 2\rho_{\Pi} \sin^2 \beta_{\Pi}}. \quad (7.14)$$

Результати розрахунку приросту частоти ПАХ-генератора при переміщенні зонда у напрямку вісі Y згідно формули (7.14) зображено на рис.7.5.

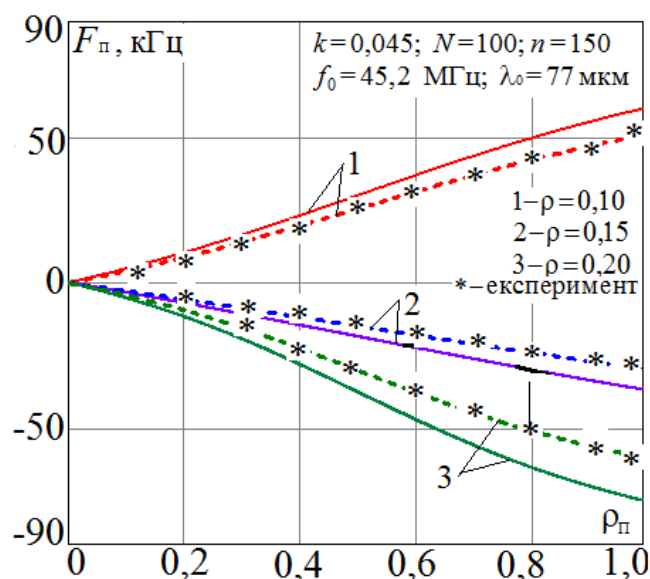


Рис. 7.5. Залежності функції перетворення мікропереміщень F_{Π} від нормованого переміщення зонда ρ_{Π}

Наприклад, для ніобат літію YZ -зрізу (при $N=100$; $n=150$; $\lambda_0=77$ мкм; $f_0=45,2$ МГц та $\rho=0,1$) переміщення зонда в діапазоні $\rho_{\Pi}=0 \div 1$ призводить до зміни частоти ПАХ-генератора в інтервалі $F_{\Pi} \approx 0 \div 51,3$ кГц, тобто експериментальне значення середнього коефіцієнта перетворення перетворювача при ширині акустичного потоку $L_0=5$ мм складає: $S_{\Pi} \approx \Delta F_{\Pi} / \Delta y \approx 10,25$ Гц/мкм.

Таким чином, при переміщенні зонда у напрямку вісі Y коефіцієнт перетворення набагато менший, але діапазон вимірювального переміщення збільшується у 100...200 разів і визначається шириною акустичного потоку.

7.2. Схемо-технічні принципи побудови акустoeлектронних перетворювачів мікропереміщень та тиску на основі збурення електричного поля поверхневих акустичних хвиль

Для підвищення чутливості та точності вимірювання мікропереміщень та тиску доцільно використання частотного методу вимірювання на базі диференціального ВП, який містить два ПАХ-генератори, із застосуванням метода конкуренції мод коливань в ПАХ-генераторах, що дозволяє збільшити активну ділянку п'єзoeлектричного звукопроводу, на якій здійснюється збурення електричного поля ПАХ, що призводить до підвищення коефіцієнта перетворення [166, 220–222].

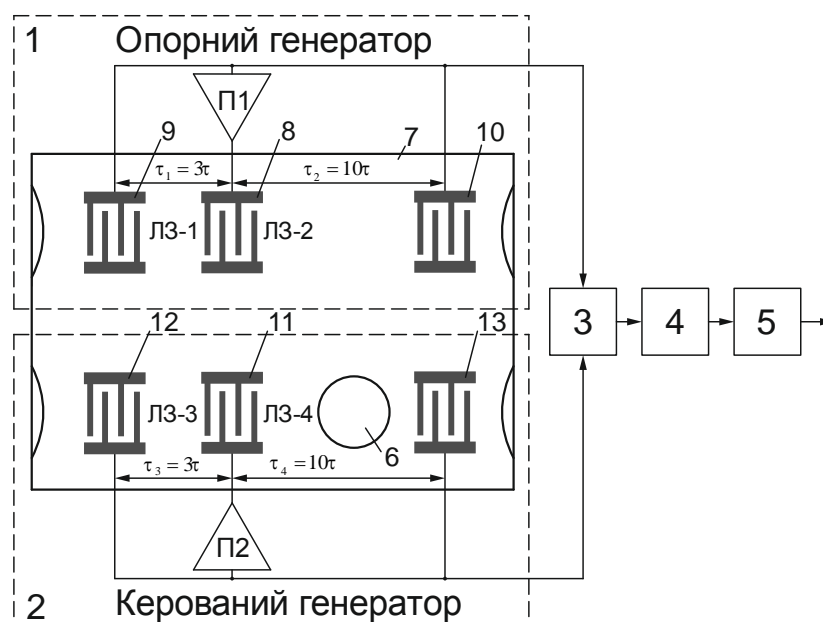


Рис. 7.6. Функціональна схема диференціального акустoeлектронного перетворювача мікропереміщень та тиску

На рис.7.6 наведено функціональну схему ВП на основі двох ПАХ-генераторів 1 та 2, вихідні сигнали яких надходять на змішувач 3, з якого сигнал проміжної частоти надходить на фільтр 4 та підсилювач 5. Переміщення мембрани 6 перпендикулярно поверхні звукопроводу викликає фазове набігання ПАХ згідно співвідношення (7.6), в результаті чого відбувається зміна частоти коливань керованого ПАХ-генератора.

Метод конкуренції мод полягає у тому, що в генераторі створюються два різних за акустичною довжиною канали зворотного зв'язку. Затримка сигналу в одному каналі $\tau_1 = L_1 / V$, а в другому $\tau_2 = L_2 / V$. При цьому в автоколивальній системі виникають дві зсунуті одна відносно іншої сітки власних частот. В одній сітці власні частоти знаходяться на відстані $\Delta f_1 \approx 1/\tau_1$, а в іншій – на $\Delta f_2 \approx 1/\tau_2$. Стійкі коливання в автогенераторі при обмеженому запасі за самозбудженням виникають лише на тій частоті, на якій власні частоти різних сіток співпадають. Для цієї частоти результуючий коефіцієнт зворотного зв'язку буде найбільшим. ЗШП при цьому можуть бути досить широкосмуговими. Реалізувати два акустичні канали зворотного зв'язку можливо, використовуючи дві лінії затримки або використовуючи ЛЗ на ПАХ, яка має один вхідний ЗШП 8 та два вихідні ЗШП 9 та 10, розміщені по різні боки від вхідного.

Для визначення діапазону вимірювання проведемо аналіз роботи ПАХ-генераторів. Умови існування автоколивань ПАХ-генератора, як лінійної резонансної системи, визначаються рівняннями балансу амплітуд та фаз:

Баланс амплітуд

1.Опорний генератор:

$$\begin{aligned} \text{АП1}(f) \text{A1}(f) \text{A2}(f) &\geq 1; \\ \text{АП1}(f) \text{A2}(f) \text{A3}(f) &\geq 1, \end{aligned} \quad (7.15)$$

де АП1, А1, А2, А3 – амплітудно-частотні характеристики підсилювача П1, ЗШП-1 і ЗШП-2 ЛЗ-1 та ЗШП-3 ЛЗ-2.

2.Керований генератор:

$$\begin{aligned} \text{АП2}(f) \text{A4}(f) \text{A5}(f) &\geq 1; \\ \text{АП2}(f) \text{A5}(f) \text{A6}(f) &\geq 1, \end{aligned} \quad (7.16)$$

де АП2, А4, А5, А6 – амплітудно-частотні характеристики підсилювача П2, ЗШП-4 і ЗШП-5 ЛЗ-3 та ЗШП-6 ЛЗ-4.

У випадку використання неаподизованих еквідистантних зустрічно-штирових перетворювачів АЧХ ЗШП апроксимуються функціями $A_i(f) \sim \sin X_i / X_i$, де $X_i = m_i \pi \delta_i / 2$; m_i – кількість електродів відповідного ЗШП; $\delta_i = (f_i - f_{0i}) / f_{0i}$; $f_{0i} = V_0 / \lambda_{0i}$ – частота акустичного синхронізму; λ_{0i} – довжина відповідної ПАХ.

При ідентичних ЗШП нормовані АЧХ ліній затримок ЛЗ-1....ЛЗ-4 визначаються співвідношенням:

$$K_i(f) = 20 \lg \frac{\sin [m_i \pi (f - f_{0i}) / 2 f_{0i}]}{m_i \pi (f - f_{0i}) / 2 f_{0i}}. \quad (7.17)$$

Баланс фаз

1.Опорний ПАХ-генератор:

$$\begin{aligned} \Psi_{L1}(f_1) + \Psi_{\Pi}(f_1) &= 2\pi n_1; \\ \Psi_{L2}(f_1) + \Psi_{\Pi}(f_1) &= 2\pi n_2, \end{aligned} \quad (7.18)$$

де Ψ_{Π} – набігання фази в електричному колі підсилювача; n_1 і n_2 – цілі числа, що визначають моди коливань в ЛЗ-1 та ЛЗ-2; $\Psi_{L1}(f_1)$ і $\Psi_{L2}(f_1)$ – набігання фаз в ЛЗ-1 и ЛЗ-2 відповідно визначаються співвідношеннями:

$$\begin{aligned} \Psi_{L1} &= 2\pi f_1 \tau_1 = 2\pi f_1 L_1 / V; \\ \Psi_{L2} &= 2\pi f_1 \tau_2 = 2\pi f_1 L_2 / V, \end{aligned} \quad (7.19)$$

де $\tau_1 = L_1 / V$ та $\tau_2 = L_2 / V$ – час затримки у ЛЗ-1 и ЛЗ-2 відповідно; f_1 – частота генерованих коливань.

З рівнянь (7.18) і (7.19) одержуємо при $\Psi_{\Pi}(f_1) \ll \Psi_{L1,2}(f_1)$ співвідношення для частоти коливань опорного генератора:

$$f_1 = f_{01} = \frac{n_2 - n_1}{\tau_2 - \tau_1}. \quad (7.20)$$

2. Керований ПАХ-генератор:

$$\begin{aligned} \Psi_{L3}(f_2) + \Psi_{\Pi2}(f_2) &= 2\pi n_3; \\ \Psi_{L4}(f_2) + \Psi_{\Pi2}(f_2) &= 2\pi n_4, \end{aligned} \quad (7.21)$$

де $\Psi_{\Pi 2}$ – набігання фази в електричному колі підсилювача; n_3 і n_4 – цілі числа, що визначають моди коливань в ЛЗ-3 та ЛЗ-4; $\Psi_{L3}(f_2)$ і $\Psi_{L4}(f_2)$ – набігання фаз в ЛЗ-3 та ЛЗ-4 відповідно визначаються співвідношеннями:

$$\begin{aligned}\Psi_{L3} &= 2\pi f_2 \tau_3 = 2\pi f_2 L_3/V; \\ \Psi_{L4} &= 2\pi f_2 \tau_4 + \Psi_x = 2\pi f_2 L_4/V + \Psi_x,\end{aligned}\quad (7.22)$$

де $\tau_3 = L_3/V$ – час затримки у ЛЗ-3; $\tau_4 = L_4/V$ – час затримки у ЛЗ-4 за відсутності зовнішнього впливу; f_2 – частота генерованих коливань; Ψ_x – додатковий зсув фази в результаті збурення електричного поля ПАХ в ЛЗ-4 мембраною (рівняння 7.6).

З рівнянь (7.21) та (7.22) одержуємо вираз для частоти коливань керованого генератора:

$$f_2 = f_{02} - f_{02} \frac{\Psi_x}{2\pi(n_4 - n_3)}; \quad (7.23)$$

$$f_{02} = \frac{n_4 - n_3}{\tau_4 - \tau_3}, \quad (7.24)$$

де f_{02} – початкова частота керованого ПАХ-генератора.

Використовуючи вирази (7.6), (7.20), (7.23) та (7.24) одержимо співвідношення для проміжної частоти вимірювального перетворювача:

$$F = f_2 - f_1 = F_0 + F_{xd}, \quad (7.25)$$

де $F_0 = f_{02} - f_{01}$ початкова проміжна частота за відсутності зовнішнього впливу; F_{xd} – приріст проміжної частоти (функція перетворення) при переміщенні мембрани в електричному полі ПАХ визначається співвідношенням:

$$F_{xd} = -f_{02} \frac{Nk \exp(-2\pi\rho)}{2(n_4 - n_3)}. \quad (7.26)$$

Із співвідношення (7.26) випливає, що приріст частоти ПАХ-генератора визначається числом довжин хвиль на збуреній ділянці N , електромеханічними параметрами матеріала звукопроводу (k , V_0), початковою частотою f_{02} та різницею $(n_4 - n_3)$.

Проведемо оцінку для ВП на основі п'єзоелектричного звукопроводу, виконаного із ніобіт літію YZ -зрізу (фазова швидкість ПАХ на вільній поверхні $V_0 = 3488$ м/с, коефіцієнт електромагнітного зв'язку $k = 0,045$).

1.Опорний ПАХ-генератор

Приймемо затримку сигналу у кожному ЗШП опорного ПАХ-генератора (рис.7.5) $\tau_{01} = 10\lambda_{01}/V_0$ і затримку сигналів у каналах ліній затримки $\tau_1 = n_1\lambda_{01}/V_0$ ($n_1 = 30$) і $\tau_2 = n_2\lambda_{01}/V_0$ ($n_2 = 100$). Для довжини хвилі $\lambda_{01} \approx 77$ мкм отримаємо $\tau_1 \approx 0,662$ мкс та $\tau_2 \approx 2,207$ мкс.

Тоді за формулою (7.20) знаходимо частоту коливань опорного ПАХ-генератора $f_{01} \approx 45,3$ МГц.

На рис.7.6, а зображено АЧХ для ЛЗ-1 та ЛЗ-2 при $f_{01} = 45,3$ МГц та $m = 20$, смуга пропускання на рівні -3 дБ складає $\Delta f_{\text{АЧХ}} \approx 4,01$ МГц.

На рис.7.7, б зображено ФЧХ ліній затримки ЛЗ-1 (А, В, С) та ЛЗ-2 (а, б, с, ..., т).

Точки перетину 1...3 фазочастотних характеристик визначають діапазон частот можливих стійких коливань в автогенераторі, якщо виконується умова балансу амплітуд $K_{\Pi}\beta \geq 1$, де K_{Π} – коефіцієнт підсилення підсилювача; β – втрати у колі зворотного зв'язку.

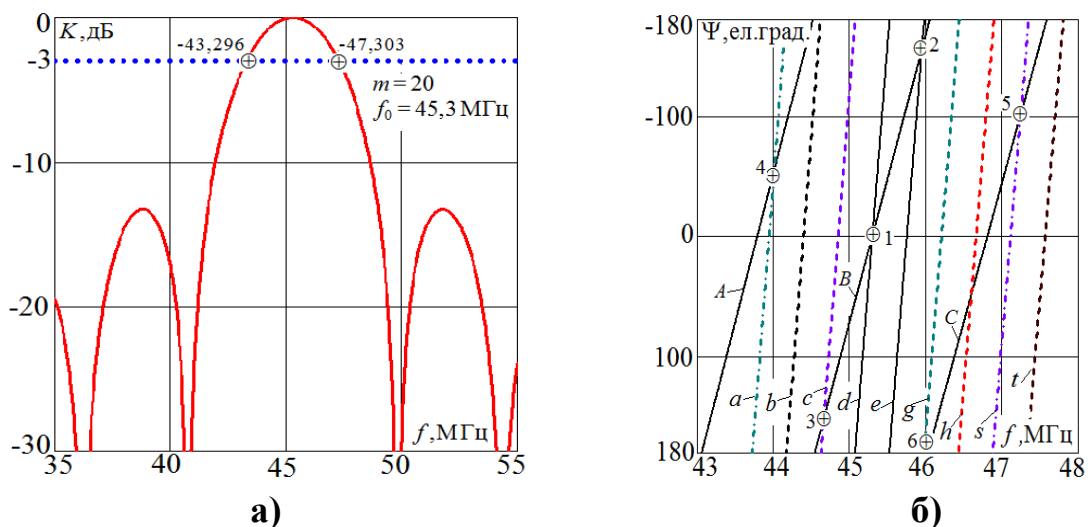


Рис.7.7. Амплітудно-частотна (а) та фазочастотні характеристики (б) каналів ліній затримки ЛЗ-1 та ЛЗ-2 опорного ПАХ-генератора

У точці 1 перетину ФЧХ ЛЗ-1 і ЛЗ-2 частота $f_{01} \approx 45,3$ МГц, а в точках 2 і 3 частоти визначаються за формулою:

$$f^{2,3} = \frac{f_{01}(n_2 - n_1)(n_2 \pm 1)}{n_2^2 - n_1(n_2 \pm 1)}, \quad (7.27)$$

тобто $f^{[2]} \approx 45,950$ МГц і $f^{[3]} \approx 44,655$ МГц.

Таким чином, діапазон можливого перестроювання частоти опорного генератора $\Delta^0 \approx f^{[2]} - f^{[3]} = 1,295$ МГц.

2.Керований ПАХ-генератор

Для керованого ПАХ-генератора (рис.7.6) приймаємо $\tau_{01} = 10\lambda_{02} / V_0$ і затримку сигналів у каналах лінії затримки $\tau_3 = n_3\lambda_{02} / V_0$ ($n_3 = 30$) та $\tau_4 = n_4\lambda_{02} / V_0$ ($n_4 = 100$). Для довжини хвилі $\lambda_{02} = 77,2$ мкм отримаємо $\tau_3 \approx 0,664$ мкс та $\tau_4 \approx 2,213$ мкс. Тоді за формулою (7.24) знаходимо початкову частоту коливань керованого ПАХ-генератора $f_{02} \approx 45,2$ МГц.

Тоді, з урахуванням рівнянь (7.20) та (7.24), отримаємо початкову проміжну частоту вимірювального перетворювача $F_0 = f_{02} - f_{01} \approx 100$ кГц, а функція перетворення вимірювального перетворювача буде визначатися співвідношенням (7.26).

На рис. 7.8, а зображено АЧХ для ЛЗ-3 та ЛЗ-4 при $f_{02} = 45,2$ МГц та $m = 20$, смуга пропускання на рівні -3 дБ складає $\Delta f_{\text{АЧХ}} \approx 3,996$ МГц.

На рис. 7.8, б зображено ФЧХ ліній затримки ЛЗ-3 (А, В, С) та ЛЗ-4 (а, б, с, ..., т) при $N = 50$.

Точки перетину 1...3 фазочастотних характеристик визначають діапазон частот можливих стійких коливань в керованому ПАХ-генераторі, якщо виконується умова балансу амплітуд $K_{\Pi}\beta \geq 1$.

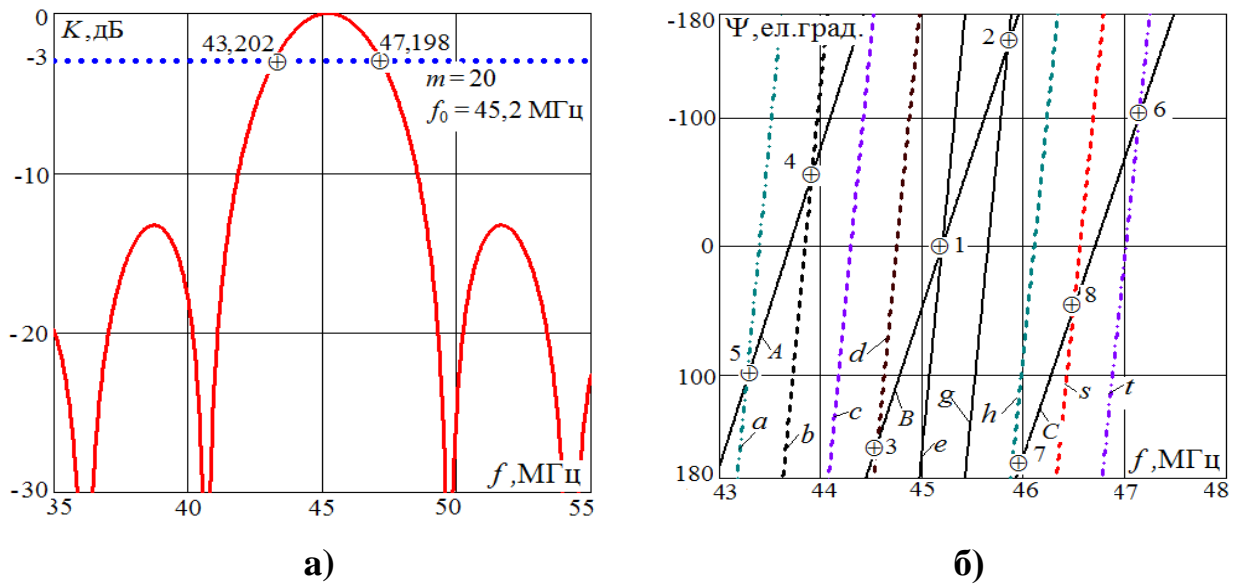


Рис.7.8. Амплітудно-частотна (а) та фазочастотні характеристики (б) каналів ліній затримки ЛЗ-3 та ЛЗ-4 керованого ПАХ-генератора

У точці 1 перетину ФЧХ ЛЗ-3 і ЛЗ-4 частота $f_{02} \approx 45,2$ МГц, а в точках 2 і 3 частоти визначаються за формулою:

$$f^{2,3} = \frac{f_{02}(n_4 - n_3)(n_4 \pm 1)}{n_4^2 - n_3(n_4 \pm 1)}, \quad (7.28)$$

тобто $f^{[2]} \approx 45,848$ МГц та $f^{[3]} \approx 44,557$ МГц.

Діапазон можливого перестроювання частоти керованого ПАХ-генератора $\Delta^k \approx f^{[2]} - f^{[3]} = 1,291$ МГц.

На рис. 7.9 представлена теоретична залежність функції перетворення (7.26) диференціального перетворювача від нормованого зазору, звідки випливає, що для ніобат літію YZ-зрізу (при $N=50$, $\lambda_0=77,2$ мкм, $f_0=45,2$ МГц, $n_3=30$, $n_4=100$) при переміщенні мембрани в діапазоні $\rho=0,3...0,1$ приріст проміжної частоти змінюється в інтервалі $F_{xd} \approx 110 \div 387$ кГц, тобто середній коефіцієнт перетворення мікропереміщень складає $S_{xd} \approx \Delta F_x / \Delta x \approx 17,9$ кГц/мкм, що на 90 % перевищує значення $S_x \approx 9,3$ кГц/мкм для ВП, зображеного на рис.7.1.

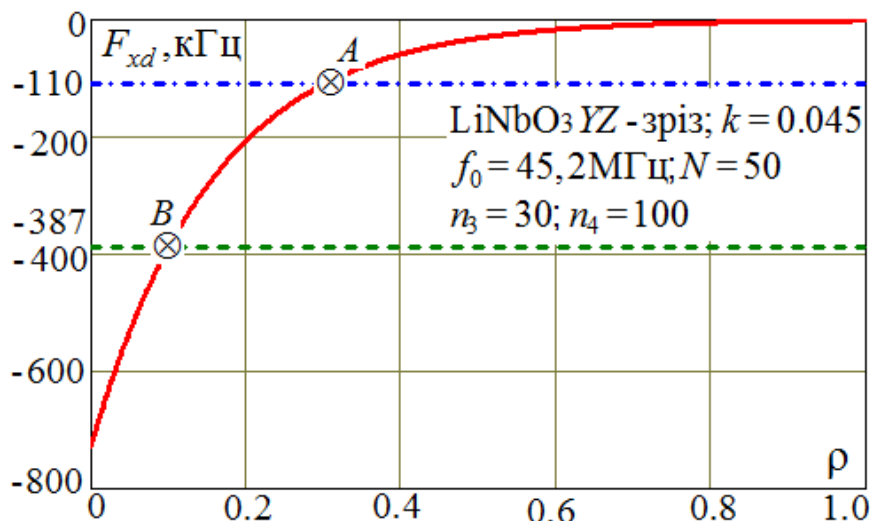


Рис. 7.9. Теоретична залежність функції перетворення диференціального акустoeлектронного перетворювача мікропереміщень на ПАХ

Протокол випробувань макета перетворювача мікропереміщень та тиску на базі використання дисперсії фазової швидкості поверхневих акустичних хвиль при збуренні зондом (мембраною) електричного поля ПАХ представлений в Додатку № 5.

7.3. Висновки до розділу

Запропоновано та теоретично обґрунтовано метод вимірювання мікропереміщень та тиску на основі використання дисперсії фазової швидкості поверхневої акустичної хвилі в результаті збурення мембраною (зондом) електричного поля ПАХ, що поширюється на п'єзoeлектричних структурах. Запропонований метод дозволяє створювати універсальний акустoeлектронний модуль, а конструкція чутливого елемента – мембрани (зонда) визначається заданими значеннями коефіцієнта перетворення та діапазоном фізичної величини, що надає значні переваги у порівнянні з перетворювачами, принцип роботи яких базується на основі деформації звукопровода, по якому поширюється поверхнева акустична хвиля.

Розроблені фізико-математичні моделі перетворювачів та результати чисельних розрахунків дозволяють обґрунтовувати вимоги до конструктивних та електричних параметрів та оцінювати метрологічні параметри.

В результаті випробувань перетворювача на основі звукопровода із ніобат літію YZ -зрізу на частоті 45,2 МГц отримано коефіцієнти перетворення 9,3 кГц/мкм (42,6 Гц/мм.рт.ст.) в діапазоні $0 \div 15$ мкм ($0 \div 3400$ мм.рт.ст.). При роздільній здатності вимірювача частоти $\delta f = 1$ Гц потенційна роздільна здатність перетворювачів мікропереміщень та тиску відповідно складають 10^{-4} мкм та $2,3 \cdot 10^{-2}$ мм.рт.ст.

Для підвищення коефіцієнта перетворення подібних перетворювачів запропоновано також використання частотного метода вимірювання на базі диференціального перетворювача із застосуванням метода конкуренції мод коливань в ПАХ-генераторах. Застосуванням модової селекції методом конкуренції мод коливань ПАХ-генераторів дозволяє використовувати широкосмугові ЗШП, усувати втрати, пов'язані з двохнаправленістю випромінювання ПАХ вхідним ЗШП, зменшувати вплив дестабілізуючих факторів та підвищувати коефіцієнт перетворення перетворювача майже у 2 рази шляхом збільшення активної ділянки звукопровода, на якій відбувається збурення мембраною (зондом) електричного поля ПАХ. Частотний вихідний сигнал акустoeлектронного перетворювача дозволяє застосовувати сучасні методи комп'ютерної обробки інформації з високою точністю та надійністю.

Розглянутий акустoeлектронний перетворювач може бути застосований для вимірювання мікропереміщень, прискорення, сили, тиску, а також в якості приймача акустичних сигналів.

РОЗДІЛ 8

ФІЗИКО-ТЕХНІЧНІ ОСНОВИ ПОБУДОВИ ТА МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ АКУСТОЕЛЕКТРОННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ БЕЗПРОВІДНИХ РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ

У даному розділі представлено результати теоретичних досліджень запропонованих конструкцій пасивних перетворювачів на ПАХ та їх елементів для радіовимірювальних безпроводних систем.

Запропонована та обґрунтована конструкція вхідного/вихідного ЗШП ПАХ для безпроводних пасивних перетворювачів фізичних величин на ПАХ, який забезпечує поєднання технологій множинного доступу, забезпечуючи при цьому частотно-кодову модуляцію вхідного сигналу. Особливістю цього вхідного/вихідного ЗШП є те, що він забезпечує стиснення вхідного сигналу радіозапиту та дозволяє забезпечувати режим множинного доступу у вимірювальних системах з перетворювачами на ПАХ. Приведені результати розрахунку параметрів пасивної радіомітки з використанням запропонованого вхідного/вихідного ЗШП, який забезпечує ідентифікацію великої кількості об'єктів.

Приведені результати теоретичних досліджень параметрів відбивальних систем ПАХ, в результаті яких отримано співвідношення та графіки для коефіцієнтів відбиття та коефіцієнтів проходження ПАХ через відбивальну систему в залежності від коефіцієнтів відбиття від окремого елементу системи, їх кількості та частоти.

На базі вхідного/вихідного ЗШП ПАХ запропоновано та теоретично обґрунтовано можливість застосування у складі безпроводних радіовимірювальних систем:

- пасивний перетворювач мікропереміщень та тиску з використанням дисперсії фазової швидкості в результаті збурення мембраною (зондом)

електричного поля ПАХ, що поширюється на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу;

– пасивний перетворювач лінійних та кутових переміщень з безконтактною відбивальною системою ПАХ, що переміщується в електричному полі ПАХ, яка поширюється в п'єзоелектричному звукопроводі.

8.1. Обґрунтування конструкції вхідного/вихідного зустрічно-штирового перетворювача поверхневих акустичних хвиль

В радіовимірювальних безпроводних інформаційно-вимірювальних системах використовуються пасивні перетворювачі на поверхневих акустичних хвилях з відбивними структурами. Особливістю цих перетворювачів є те, що, зазвичай, вони створюються за схемою з суміщенням входом – виходом (однопортові). Ця особливість дозволяє реалізовувати на їх основі радіоперетворювачі, тому що відпадає необхідність розв'язки входу та виходу при роботі перетворювача на одну антену.

Для роботи таких систем необхідно забезпечити режим множинного доступу, який полягає в організації спільного використання часу і смуги частот (ресурсу зв'язку), які доступні в заданій системі для передавання сигналів. Кожному сигналу виділяється свій час, частота, код або простір. Тому розрізняють множинний доступ із: частотним розділенням сигналів; часовим розділенням; кодовим розділенням; просторовим розділенням; поляризаційним розділенням [111]. Найбільше розповсюдження знайшли перші три методи.

Останнім часом, для забезпечення множинного доступу для перетворювачів на ПАХ, все частіше використовують технологію ортогонального частотного кодування (orthogonal frequency coding, OFC). Технологія ортогонального частотного кодування (ОЧК) передбачає

залежність базового набору частот та їх смуг пропускання, що повинні відповідати умові ортогональності. В порівнянні з CDMA технологією, ОЧК технологія передбачає використання окремої ортогональної частоти для кожного розряду коду, що дозволяє отримати вихідний сигнал з рівномірною амплітудою імпульсів в кожному розряді [146]. Таким чином, ОЧК технологія дозволяє збільшити радіус дії перетворювачів на ПАХ та збільшити кількість перетворювачів, що можуть одночасно працювати з одним ПООІ. Однак, проста заміна CDMA на ОЧК не призводить до поліпшення параметрів вимірювальних систем з пасивними перетворювачами на ПАХ. Як і раніше, необхідно поєднувати її з TDMA технологією.

В [223] запропонована та обґрунтована конструкція вхідного/вихідного зустрічно-штирового перетворювача для безпроводних пасивних перетворювачів фізичних величин на поверхневих акустичних хвилях, який забезпечує поєднання технологій множинного доступу, забезпечуючи при цьому частотно-кодову модуляцію вхідного сигналу. Особливістю цього вхідного/вихідного ЗШП є те, що він забезпечує стиснення вхідного сигналу радіозапиту та дозволяє забезпечувати режим множинного доступу у вимірювальних системах з перетворювачами на ПАХ. Це досягається тим, що зустрічно-штировий перетворювач ПАХ виготовляється у вигляді секцій електродів різного періоду, з'єднаних спільною шиною, і є узгодженим фільтром для приймання та стиснення частотно-модульованого сигналу радіозапиту. Кількість секцій електродів (частот кодування) та порядок їх слідування може змінюватись для забезпечення унікальної адреси перетворювача та режиму множинного доступу у вимірювальних системах, побудованих на основі цих сенсорів. Перетворювач відноситься до еквідистантно – групових перетворювачів з ортогональною частотно-кодовою маніпуляцією. Такий вхідний/вихідний зустрічно-штировий перетворювач може бути використаний при створенні пасивних радіоміток на ПАХ для

радіосистем ідентифікації об'єктів [224–226], безпроводних радіовимірювальних систем на базі пасивних акустoeлектронних перетворювачів температури та вологості [115–119], параметрів електромагнітного поля [120], мікропереміщень та тиску [227–233].

На рис. 8.1 зображено приклад топології вхідного/вихідного ЗШП з 5-ма частотами кодування, який має 5 секцій електродів різного періоду, кожна з яких призначена для перетворення електричного сигналу певної частоти f_k , де $k = 1...5$, в ПАХ та навпаки.

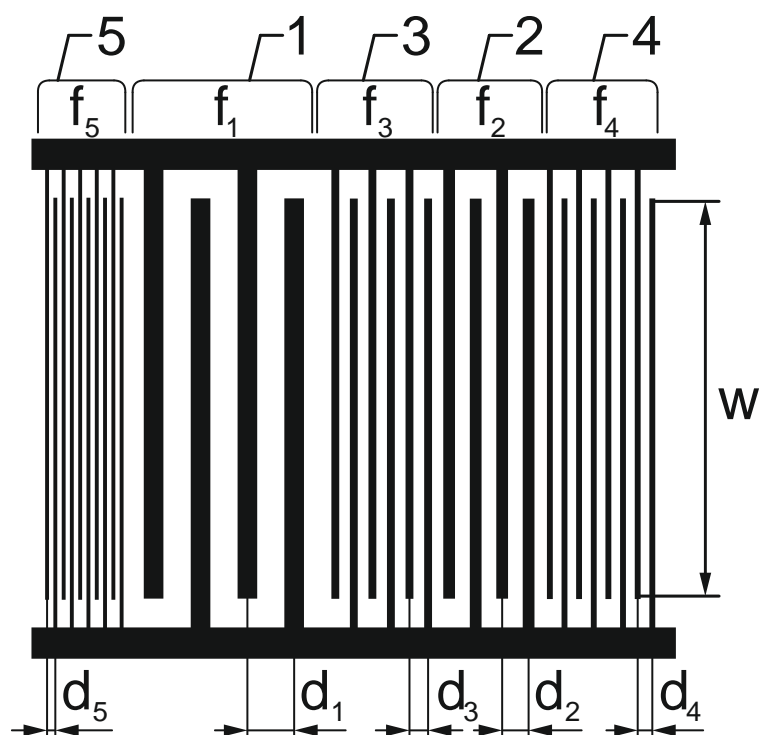


Рис. 8.1. Конструкція ПАХ-перетворювача з 5-ма частотами кодування

Порядок слідування частот кодування може змінюватися, за рахунок чого реалізується множинний доступ у вимірювальних системах, адже кожен пристрій отримує свою унікальну адресу. Опитування кожного окремого пристрою проводиться узгодженим до нього сигналом радіозапиту.

Ширина смуги пропускання та форма амплітудно-частотної характеристики кожної секції електродів головним чином визначається півперіодом розміщення електродів d_k та їх шириною, кількістю електродів у

кожній секції N_k та апертурою перетворювача W . Півперіод електродів d_k вибирається рівним половині довжини ПАХ: $d_k = V/2f_k$, де V – швидкість поширення ПАХ на поверхні звукопроводу; f_k – центральна частота, на яку розрахована секція електродів. Кількість електродів N_k визначається з умови рівності акустичної та електричної добротностей перетворювача, а апертура W з умов узгодження перетворювача з навантаженням.

Узгоджений сигнал радіозапиту (рис. 8.2) у вигляді набору сигналів з різною частотою, тривалість яких однакова, а порядок слідування визначається топологією вхідного/вихідного перетворювача ПАХ.

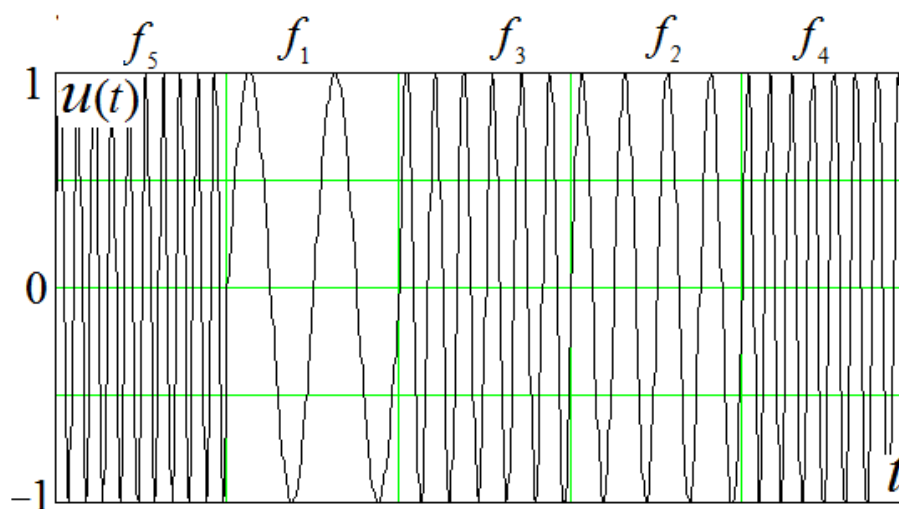


Рис. 8.2. Сигнал радіозапиту, узгоджений до вхідного ПАХ-перетворювача

При надходженні такого сигналу на перетворювач відбувається його стиснення з коефіцієнтом стиснення n , де n – кількість частот кодування.

Розглянемо роботу запропонованого зустрічно-штирового перетворювача в якості вхідного/вихідного перетворювача пасивної радіомітки на ПАХ [224–226].

Пасивна радіомітка на поверхневих акустичних хвилях (рис.8.3) представляє собою ретранслюючий одновходовий пристрій на ПАХ, що містить п'єзоелектричний звукопровід 1, на поверхні якого розміщено

вхідний/вихідний перетворювач для стиснення частотно-модульованого сигналу 2, що сполучений з антеною 3, та масив вихідних електродів 4. Для зменшення впливу сигналів, що відбиваються від торців звукопроводу, нанесено поглинаючі покриття 5 та 6. Вхідний/вихідний перетворювач 2 та масив електродів 4, конструктивно формують радіомітку на ПАХ. Від вхідного перетворювача 4 в напрямку масиву електродів 5 поширюється поверхнева акустична хвиля 7, яка відбивається від електродів 4.

Вхідний/вихідний перетворювач 2 призначений для узгодженої фільтрації вхідного сигналу радіозапиту з частотною модуляцією. У вихідному масиві електродів 4 кодова послідовність формується за рахунок того, що впорядкованість електродів протилежної полярності (+ - + - + - + -) місцями змінюється (наприклад, + - + - - + + - - +). Таким чином, можна довільно задавати фазу високочастотної несучої всередині сигналу радіовідгуку.

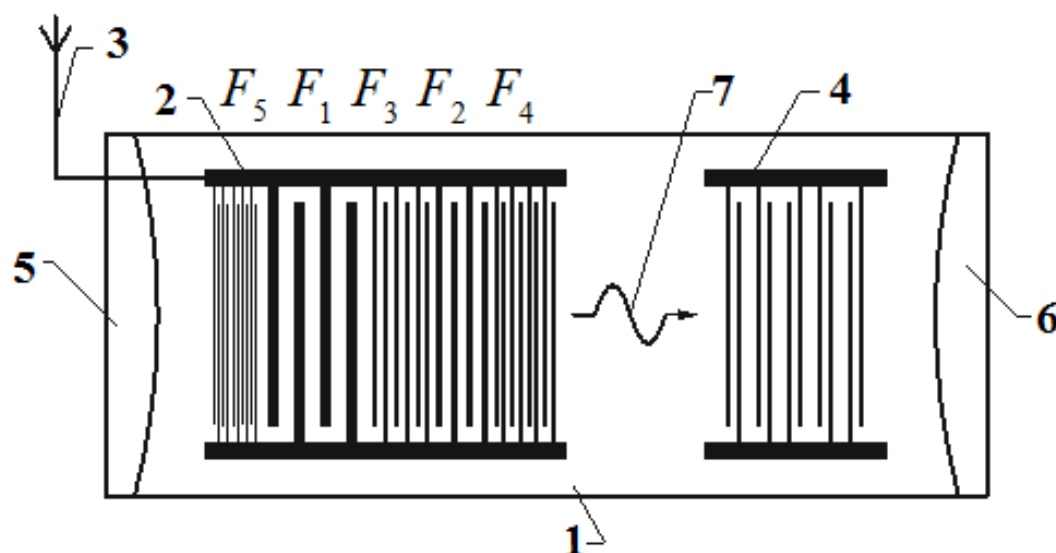


Рис. 8.3. Конструкція радіомітки на ПАХ

Узгоджений сигнал радіозапиту $U_{вх}$ (рис. 8.4) представляє собою сигнал з частотною модуляцією (ЧМ) і є оберненою у часі імпульсною характеристикою вхідного/вихідного перетворювача.

Вихідний сигнал радіовідгуку U_{Bux} містить послідовність з однакових за тривалістю відрізків високочастотної несучої, фаза яких змінюється у відповідності з чергуванням електродів у вихідному масиві електродів. Ця послідовність створює позиційний двійковий код з розрядами «1» та «0», яким відповідають фази « 0^0 » та « 180^0 » відрізків високочастотної несучої, тобто застосована фазо-кодова модуляція (ФКМ). ЧМ та ФКМ – сигнали відносяться до складних сигналів, що дозволяють збільшити радіус дії таких радіосистем за рахунок збільшення відношення сигнал/шум та забезпечити захищеність при кореляційній обробці інформаційних сигналів у приймачі. Такі сигнали характеризуються базою сигналу $B = \Delta f \cdot T$, де Δf – ширина спектру сигналу; T – його тривалість. Для ПАХ – пристроїв з частотною модуляцією B лежить в межах від 10 до 500.

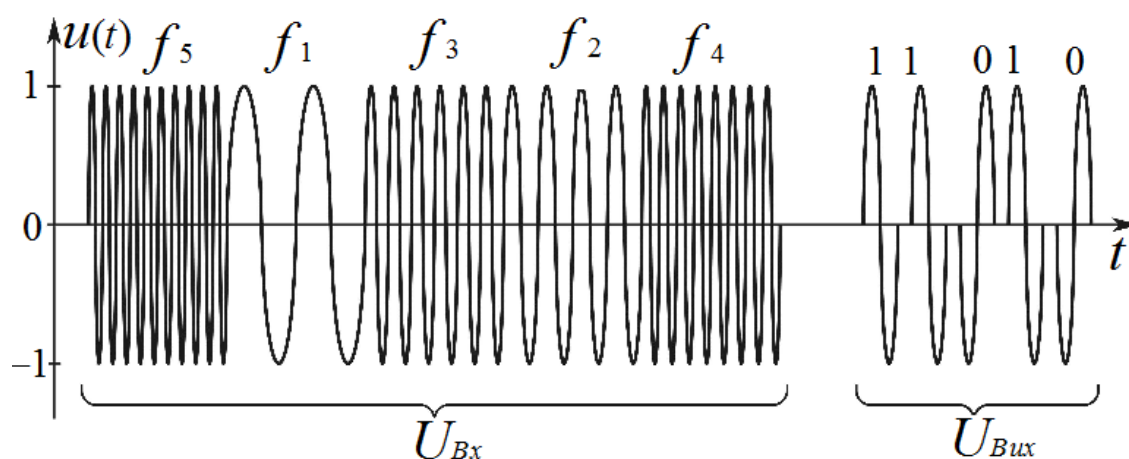


Рис. 8.4. Сигнал радіозапиту U_{Bx} та радіовідгуку U_{Bux} для безпроводної пасивної радіомітки на ПАХ

Вихідний сигнал радіовідгуку U_{Bux} містить послідовність з однакових за тривалістю відрізків високочастотної несучої, фаза яких змінюється у відповідності з чергуванням електродів у вихідному масиві електродів. Ця послідовність створює позиційний двійковий код з розрядами «1» та «0», яким відповідають фази « 0^0 » та « 180^0 » відрізків високочастотної несучої, тобто застосована фазо-кодова модуляція (ФКМ). ЧМ та ФКМ – сигнали відносяться

до складних сигналів, що дозволяють збільшити радіус дії таких радіосистем за рахунок збільшення відношення сигнал/шум та забезпечити захищеність при кореляційній обробці інформаційних сигналів у приймачі. Такі сигнали характеризуються базою сигналу $B = \Delta f \cdot T$, де Δf – ширина спектру сигналу; T – його тривалість. Для ПАХ – пристроїв з частотною модуляцією B лежить в межах від 10 до 500.

Розглянемо більш детально процес стиснення сигналу у вхідному/вихідному перетворювачі. Порядок слідування частот кодування в узгодженому сигналі радіозапиту відповідає порядку слідування цих частот у перетворювачі. Таким чином, в представленому прикладі на рис. 8.3 та 8.4 першим на перетворювач надходить сигнал з частотою f_5 , далі сигнал з частотою f_1 і т.д. Тривалість сигналу кожної частоти дорівнює часу поширення ПАХ через відповідну групу електродів перетворювача. Отже, на сигнал з частотою f_5 «реагує» лише група електродів F_5 , перетворюючи його у ПАХ. Після проходження цієї ПАХ через групу F_5 на перетворювач надходить сигнал з частотою f_1 , на який реагує група електродів F_1 , перетворюючи його на ПАХ. При цьому, відбувається додавання ПАХ створеної групою F_5 та групою F_1 . Так продовжується, доки ПАХ не проходить останню групу електродів F_4 . Результуюча ПАХ на виході ЗШП має амплітуду в 5 разів більшу за амплітуду ПАХ, створеної окремою групою електродів.

Система радіочастотної ідентифікації (рис. 8.5), зазвичай, складається з пристрою опитування та обробки інформації (ПООІ) та декількох радіоміток. Радіусом дії системи називається максимальна відстань між радіоміткою та ПООІ, при якій приймач ПООІ може виділити корисний сигнал мітки для подальшої обробки та оцінки на фоні перешкод та шумів.

Робота пристрою опитування та обробки інформації поділена на два етапи. Перший – запит, під час якого передавач через антену надсилає сигнал

радіозапиту на всі пристрої в радіусі дії системи; другий етап - прийом від радіоміток сигналів радіовідгуку.

Під час радіозапиту, від пристрою опитування та обробки інформації узгоджений сигнал радіозапиту через радіоканал поступає на антени радіоміток на ПАХ. Антена перетворює радіосигнал в електричний сигнал, що поступає на вхідні/вихідні перетворювачі 2 (рис. 8.3), що виконують перетворення електричного сигналу в поверхневу акустичну хвилю, разом з тим, виконуючи її стиснення. Імпульс ПАХ 7 рухається у напрямку масиву електродів 4, які частково відбивають ПАХ у зворотному напрямку. Зворотна хвиля, проходячи під структурою електродів 2, завдяки прямому п'єзоефекту збуджує вихідну кодовану послідовність, з подальшим її випромінюванням через антену 3. Приймач ПООІ, що через радіоканал зв'язаний з радіоміткою на ПАХ, після надходження на нього сигналу радіовідгуку здійснює його обробку (підсилення, фільтрацію, кореляційний аналіз тощо).

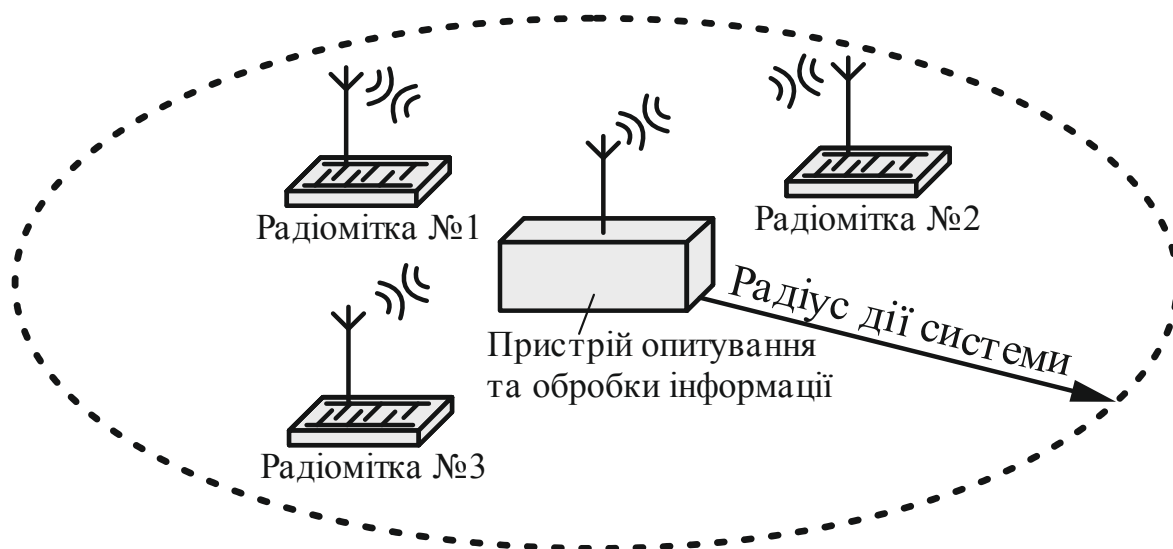


Рис. 8.5. Система радіоідентифікації для роботи з безпроводними пасивними радіомітками на ПАХ

Для забезпечення синхронної роботи кожної групи електродів та перетворювача в цілому, необхідно забезпечити ортогональність частот кодування. Умову ортогональності можна сформулювати наступним чином:

максимум на спектрі сигналу однієї частоти приходить на нуль на спектрі суміжної частоти.

На рис. 8.6 приведена відносна амплітудно – частотна характеристика узгодженої групи електродів вхідного/вихідного перетворювача. Як видно, за базової умови ортогональності частот кодування, головні пелюстки суміжних частот перекриваються по рівню -2 дБ, що неприпустимо мало для надійної роботи системи.

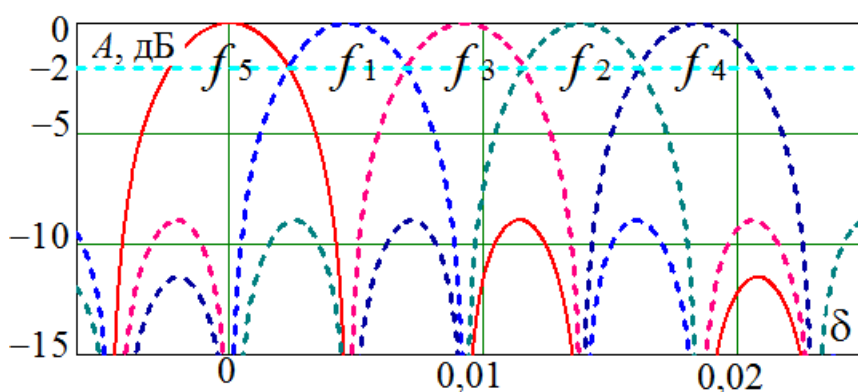


Рис. 8.6. АЧХ вхідного/вихідного ПАХ-перетворювача з ортогональним частотним кодуванням

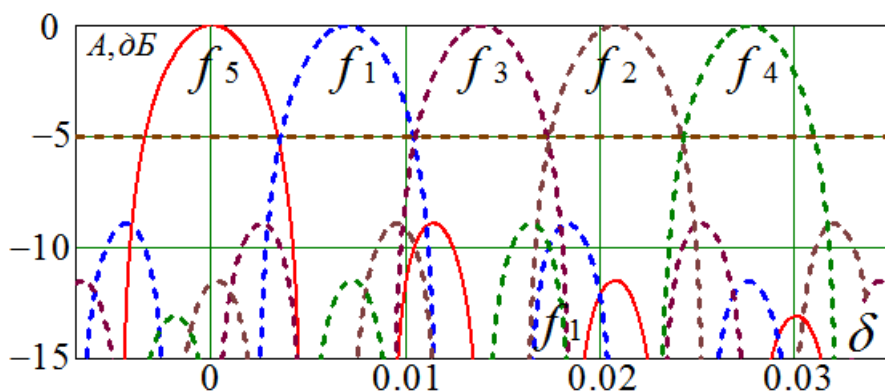


Рис. 8.7. АЧХ вхідного/вихідного ПАХ-перетворювача з псевдоортогональним частотним кодуванням

На практиці часто використовують псевдоортогональне кодування, коли максимум у спектрі однієї частоти припадає на нуль першого або наступних бічних пелюсток на спектрі суміжної частоти (рис. 8.7).

У цьому випадку головні пелюстки суміжних частот перекриваються по рівню -5 дБ. Таким чином, додається охоронний інтервал, що слугує захистом від інтерференції при багатопроменевому поширенні ПАХ.

Для прикладу визначимо конструктивні параметри пасивної радіомітки на ПАХ з вхідним перетворювачем запропонованої конструкції, що працює в ISM діапазоні.

Приймаємо такі параметри:

- нижня та верхня границі смуги пропускання:
 $f_H = 430 \text{ МГц}; f_B = 440 \text{ МГц};$
- кількість частот кодування – 5;
- фазова швидкість ПАХ $V = 3488 \text{ м/с}$ (для звукопроводу з ніобіт літію YZ -зрізу);
- тривалість сигналу радіозапиту $\tau = 1 \text{ мкс.}$

Визначаємо:

- смуга пропускання системи: $\Delta f = f_B - f_H = 10 \text{ МГц};$
- смуга пропускання частоти кодування: $\Delta f_k = \Delta f / 5 = 2 \text{ МГц};$
- частоти кодування визначаються за формулою $f_k = f_H + 0,5(2k-1) \cdot \Delta f_k$:
 $f_1 = 431 \text{ МГц}; f_2 = 433 \text{ МГц}; f_3 = 435 \text{ МГц}; f_4 = 437 \text{ МГц}; f_5 = 439 \text{ МГц}.$

Вибираємо ширину смуги пропускання секції електродів як половину ширини смуги пропускання частоти кодування $\Delta f_{\text{секц.}} = 0,5 \Delta f_k = 1 \text{ МГц}.$

Відносна смуга пропускання секції електродів $\Delta f_{\text{секц.}} \approx 0,5 \%$.

Кількість електродів в кожній секції $N = 2 f_k / \Delta f_{\text{секц.}} :$

$N_1 = 431; N_2 = 433; N_3 = 435; N_4 = 437 \text{ та } N_5 = 439.$

Кількість електродів може бути зменшена за рахунок використання аподизації електродів.

Півперіод електродів визначається за формулою $d_k = V / 2f_k$:
 $d_1 = 4,046$ мкм ; $d_2 = 4,028$ мкм ; $d_3 = 4,009$ мкм ; $d_4 = 3,991$ мкм та
 $d_5 = 3,973$ мкм .

Тривалість стиснутої ПАХ на виході вхідного/вихідного ПАХ-перетворювача $t_{\text{ст}} = 2 / \Delta f = 0,2$ мкс .

Коефіцієнт стиснення $m = \Delta f \tau_{\text{ОЧК}} = 10$.

Смуга пропускання кожної групи електродів вихідного масиву
 $\Delta f_{\text{ФКМ}} = 1 / t_{\text{ст}} = 5$ МГц .

Центральна частота високочастотної несучої вихідного сигналу
 $f_{0\text{ФКМ}} = f_{\text{Н}} + \Delta f / 2 = 435$ МГц .

Кількість електродів в кожній групі вихідного масиву
 $N_{\text{ФКМ}} = 2f_{0\text{ФКМ}} / \Delta f_{\text{ФКМ}} = 174$.

Загальна кількість електродів вихідного масиву становить:
 $N = n \cdot N_{\text{ФКМ}} = 870$, де n - кількість розрядів у вихідній послідовності (для представленої радіомітки $n = 5$).

Довжина ПАХ на частоті високочастотної несучої вихідного сигналу
 $\lambda = V / f_{\text{Н}} = 8$ мкм .

Довжина вихідного масиву електродів $L_{\text{ФКМ}} = n \cdot N \cdot \lambda / 2 = 3,5$ мм .

Тривалість вихідної послідовності (сигналу радіовідгуку)

$\tau_{\text{ФКМ}} = L / V = 1012$ нс .

Відношення сигнал/шум на вході радіомітки на ПАХ зі стисненням сигналу в порівнянні з радіоміткою без стиснення визначається співвідношенням $Q_{\text{ОЧК}} / Q_0 \approx T \Delta f$, де $Q_{\text{ОЧК}}$, Q_0 - відношення сигнал/шум для системи зі стисненням сигналу та без стиснення, відповідно; T - тривалість вхідного сигналу.

Для радіомітки із заданими конструктивними параметрами:
 $Q_{\text{ОЧК}} / Q_0 \approx 1 \text{ мкс} \cdot 10 \text{ МГц} = 10$. Таким чином, стиснення вхідного сигналу

забезпечує відношення сигнал/шум, що відповідає підвищенню пікової потужності передавача в 10 разів.

Порядок чергування електродів та кількість розрядів у вихідному масиві можуть змінюватися для реалізації довільної кодової послідовності. Так, для представленої радіомітки з 5 розрядами (5 секцій електродів) можливо реалізувати $2^5 = 32$ різноманітні коди. В разі використання 10 розрядів – 1024 коди, а для 32 бітної радіомітки кількість можливих кодів перевищує 4 млрд.

8.2. Відбивальні системи поверхневих акустичних хвиль пасивних перетворювачів фізичних величин

8.2.1. Модифікована модель відбивальної системи поверхневих акустичних хвиль перетворювача мікропереміщень та тиску

На рис. 8.8. представлена структура відбивальної системи, що може бути використана при побудові перетворювача мікропереміщень та тиску на основі дисперсії фазової швидкості поверхневої акустичної хвилі в результаті збурення мембраною (зондом) електричного поля ПАХ, що поширюється на п'єзоелектричних звукопроводах [227–233].

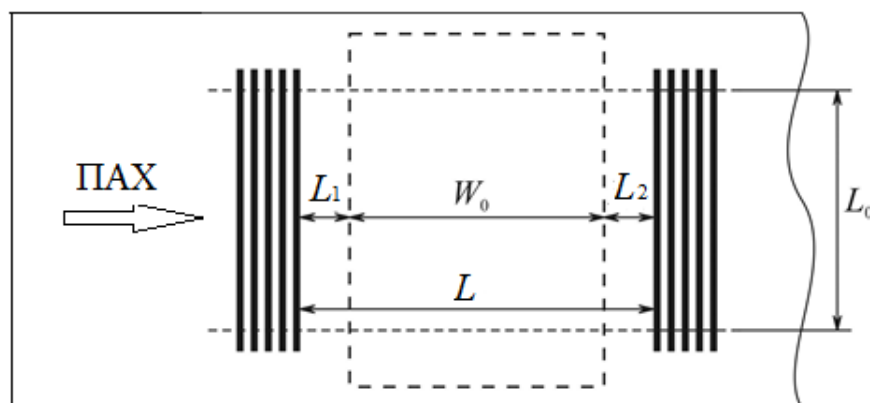


Рис. 8.8. Топологія відбивальних структур
поверхневих акустичних хвиль

При аналізі перетворювача мікропереміщень та тиску на основі збурення електричного поля з рухомою мембраною (зондом) представимо ділянку

звукопроводу між відбивачами довжиною L . Як видно з рис. 8.8 через ділянку проходить акустичний потік шириною L_0 , а над її поверхнею переміщується мембрана (зонд) шириною W_0 . Дану ділянку можна умовно розділити на три проміжки. Проміжок в центрі являє собою проекцію мембрани (зонда) на поверхню звукопроводу. Розміщення мембрани (зонда) в електричному полі хвилі призводить до дисперсії фазової швидкості ПАХ в частині звукопроводу під зондом, а отже, даний проміжок можна вважати активною зоною або зоною взаємодії. Два сусідні проміжки, що прилягають до зони взаємодії характеризуються довжинами L_1 та L_2 і часом затримки $\tau_1 = L_1 / V_0$ та $\tau_2 = L_2 / V_0$, відповідно. Звичайно, зонд може повністю перекривати ділянку між відбивними структурами, та навіть знаходитись над самими відбивними структурами, однак даний випадок не розглядається в даній роботі, і являє собою тему окремих досліджень.

Проміжок між відбивними структурами можна представити еквівалентною схемою, зображеною на рис. 8.9, що представляє собою три з'єднані послідовно чотириполюсники. Чотириполюснику «Затр-1» відповідає проміжок вільної поверхні звукопроводу між першою відбивною структурою та зоною взаємодії, чотириполюснику «Затр-2» – проміжок між зоною взаємодії та другою відбивною структурою. Чотириполюснику «Зонд» - відповідає зона взаємодії, параметри якого залежать від величини прогину мембрани (зонда).

Акустичні змінні A_i , B_i та a_i та b_i , де $i=1, 2$, визначають амплітуди хвиль, що розповсюджуються зліва направо та справа на ліво, відповідно.



Рис. 8.9. Еквівалентна акустоелектрична схема ділянки звукопроводу між відбивними структурами

Матриця передачі ділянки звукопроводу між відбивними структурами визначається послідовним добутком матриць передачі кожного елемента, що входить до її складу (Рис. 8.9):

$$\bar{T} = \bar{T}_{\text{Затр-1}} \bar{T}_{\text{Зонд}} \bar{T}_{\text{Затр-2}}, \quad (8.1)$$

де $\bar{T}_{\text{Затр-1}}$, $\bar{T}_{\text{Зонд}}$, $\bar{T}_{\text{Затр-2}}$ – відповідно матриці передачі чотириполіусників «Затр-1», «Зонд» та «Затр-2».

Хвильову матрицю передачі чотириполіусника «Затр-1» можна записати наступним чином:

$$\bar{T}_{\text{Затр-1}} = \begin{bmatrix} 1/\exp\left(-jk_0 L_1 - \alpha \frac{L_1}{V_0}\right) & 0 \\ 0 & \left(-jk_0 L_1 - \alpha \frac{L_1}{V_0}\right) \end{bmatrix}, \quad (8.2)$$

де α – коефіцієнт поглинання матеріалу звукопроводу, 1/мкс; k_0 та V_0 – відповідно хвильове число та фазова швидкість ПАХ на вільній поверхні звукопроводу.

Аналогічно отримуємо хвильову матрицю передачі чотириполіусника «Затр-2»:

$$\bar{T}_{\text{Затр-2}} = \begin{bmatrix} 1/\exp\left(-jk_0 L_2 - \alpha \frac{L_2}{V_0}\right) & 0 \\ 0 & \left(-jk_0 L_2 - \alpha \frac{L_2}{V_0}\right) \end{bmatrix}. \quad (8.3)$$

Враховуючи, що переміщення зонду викликає лише дисперсію швидкості, і не спричиняє появу відбитих хвиль, матрицю передачі зони взаємодії можна записати наступним чином:

$$\bar{T}_{\text{Зонд}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\bar{G} e^{-jk_0 W_0} e^{-\alpha W_0/V_0}} & 0 \\ 0 & \bar{G} e^{-jk_0 W_0} e^{-\alpha W_0/V_0} \end{bmatrix}, \quad (8.4)$$

де \bar{G} – комплексний коефіцієнт дисперсії визначається згідно формули (7.4).

Підставляючи (8.2) – (8.4) в (8.1) отримаємо вираз для хвильової матриці передачі ділянки між відбивними структурами з урахуванням взаємодії з зондом (рис. 8.10).

$$\bar{T} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\bar{G}\tau_1\tau_2} & 0 \\ 0 & \bar{G}\tau_1\tau_2 \end{bmatrix}, \quad (8.5)$$

де $\tau_1 = \exp\left[-jk_0(L_1 + L_2) - \frac{\alpha}{V_0}(L_1 + L_2)\right] = \exp\left[-\left(jk_0 + \frac{\alpha}{V_0}\right)(L - W_0)\right]$ – множник, що характеризує час затримки та згасання сигналу в проміжку на який не впливає переміщення мембрани (зонда); $\tau_2 = \exp(-jk_0W_0 - \alpha W_0 / V_0)$ – множник, що характеризує час затримки та згасання сигналу в зоні взаємодії при відсутності зонду.

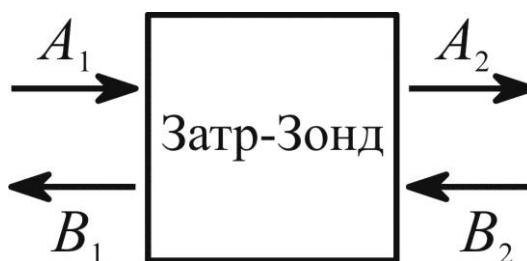


Рис. 8.10. Перетворена еквівалентна акустoeлектрична схема ділянки звукопровода між відбивними структурами

8.2.2. Моделювання відбивальної системи поверхневих акустичних хвиль пасивних перетворювачів фізичних величин

Основними відбивальними елементами для пристроїв на поверхневих акустичних хвилях є металеві смужки або канавки (рис.8.11) [156, 158, 234]. Металеві смужки нормованою товщиною $h/\lambda \ll 1$, де h та λ – відповідно висота смужки та довжина ПАХ, формуються на поверхні п'єзоелектрика (звукопровода) методами електронно-променевого випаровування металу у вакуумі і контактної фотолітографії. Канавки формуються методом вибіркового іонно-хімічного травлення поверхні звукопровода через металеві

із напиленого на поверхню тонкого шару металу або маски із тонкого фоторезистивного шару, у цьому випадку h – глибина канавки.

Наявність смужок або канавок викликає часткове відбиття падаючої на неоднорідність поверхневої акустичної хвилі. Крім цього, наявність неоднорідності призводить до часткового перетворення ПАХ в інші типи хвиль, що можуть існувати в матеріалі звукопровода. Ефективність перетворення в інші типи акустичних хвиль визначається видом неоднорідності.

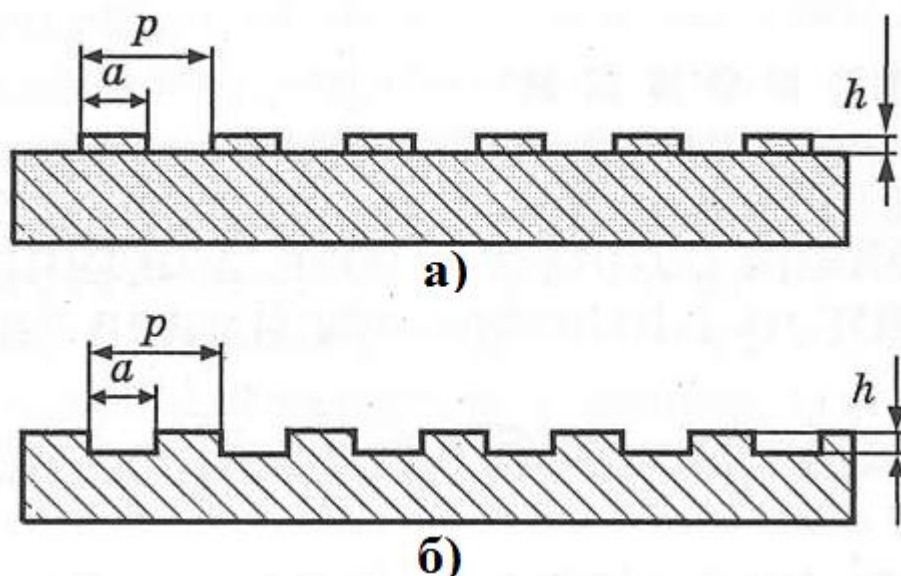


Рис. 8.11. Відбивальні структури поверхневих акустичних хвиль у вигляді металевих смужок (а) та канавок (б)

У зв'язку складністю, а також недостатньої точності теоретичних методів розрахунку коефіцієнтів відбиття та розсіювання ПАХ поверхневими неоднорідностями, на практиці, зазвичай, користуються емпіричними апроксимаціями. Малі розміри неоднорідностей у порівнянні з довжиною ПАХ дозволяють використовувати для коефіцієнтів відбиття прості співвідношення, придатні для розрахунків.

Так, при нормальному падінні поверхневої акустичної хвилі на відбивальний елемент у вигляді канавки коефіцієнт відбиття ПАХ, приведений до її центру визначається [234]:

$$\bar{r} = 2jC \frac{h}{\lambda} \sin\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\right), \quad (8.6)$$

де C – коефіцієнт відбиття від уступу, приведений до нормованої висоти h/λ ; a – ширина канавки. У випадку нормального падіння ПАХ на канавку і $h/\lambda \ll 1$ для ніобіта літію YZ -зрізу коефіцієнт $C = 0,33$, а для кварцу ST -зрізу $C = 0,27$ [156, 234].

Відбиття поверхневої акустичної хвилі від металевієї смужки обумовлено двома причинами: уповільненням ПАХ за рахунок зміни структури електричного поля поблизу смужки (електричне навантаження); механічної дією маси смужки на поверхню (механічне навантаження), що призводить також до уповільнення ПАХ. Таким чином, коефіцієнт відбиття при $\frac{2\pi a}{\lambda} = \frac{\pi}{2}$ можна представити у вигляді [234]:

$$\bar{r} = \bar{r}_e + \bar{b}_1 \frac{h}{\lambda} + \bar{b}_2 \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 + \dots, \quad (8.7)$$

де \bar{r}_e , \bar{b}_1 , \bar{b}_2 – емпіричні сталі.

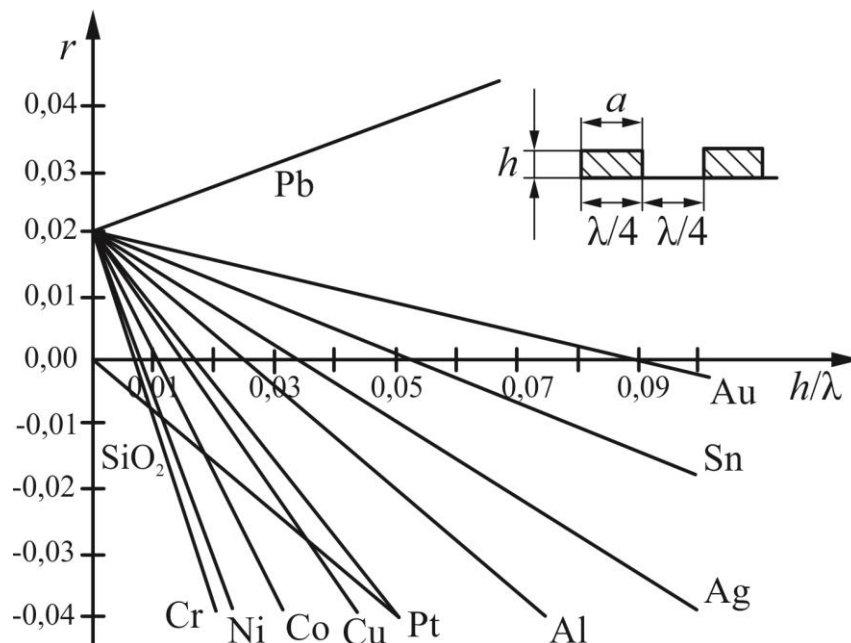


Рис. 8.12. Модуль коефіцієнта відбиття від одної смужки (електрода), виконаної із різних матеріалів, у складі структури з закороченими електродами, розміщеними на поверхні $128^\circ YZ \text{ LiNbO}_3$

Коефіцієнт відбиття ПАХ від смужки залежить від матеріалу відбивача і звукопровода, нормованої ширини смужки a/λ і, зазвичай, визначається експериментально. Характер зміни коефіцієнта відбиття від одної смужки, виконаної із різних матеріалів і розміщених на поверхні $128^\circ \text{ YZ LiNbO}_3$, в залежності від нормованої товщини та ширини смужки, показано на рис. 8.12 та рис. 8.13 [234].

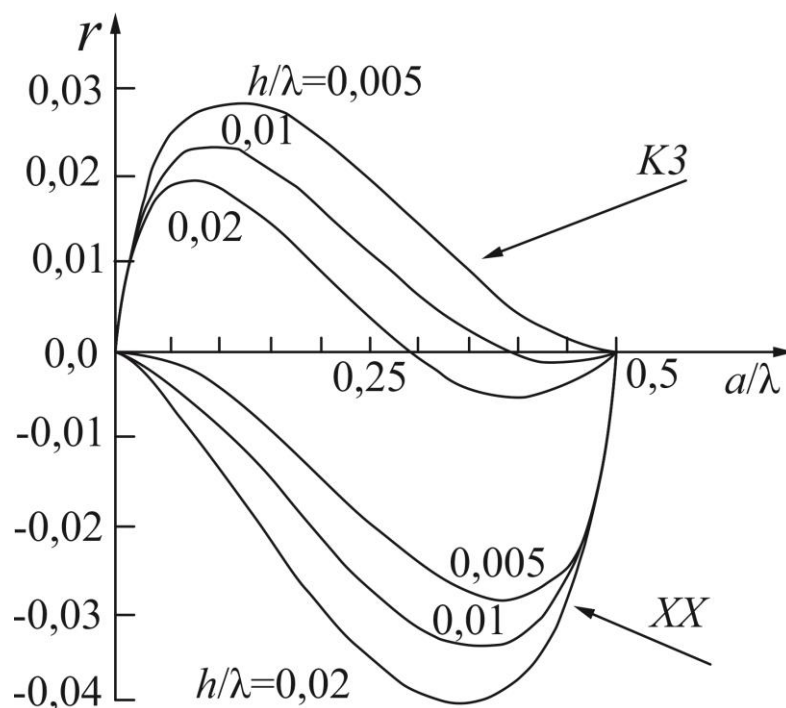


Рис. 8.13. Модуль коефіцієнта відбиття від одної смужки (електрода), виконаної із алюмінію і розміщеної на поверхні $128^\circ \text{ YZ LiNbO}_3$ (a/λ - нормована ширина смужки; h/λ - нормована товщина смужки; «K3» – заземлена смужка; «XX» – не заземлена смужка)

Напрямок поширення поверхневої акустичної хвилі, відбитої від відбивальної системи, і частоту максимального відбиття можна визначити на основі зв'язку хвильових векторів падаючої і відбитої ПАХ:

$$\bar{K}_{\text{ВХ}} + \bar{K}_{\text{с}} = \bar{K}_{\text{ВІХ}}, \quad (8.8)$$

де $\bar{K}_{\text{с}}$ – хвильовий вектор відбивної системи; $\bar{K}_{\text{ВХ}}$, $\bar{K}_{\text{ВІХ}}$ – хвильові вектори падаючої та відбитої ПАХ, причому модулі $K_{\text{ВХ}} = K_{\text{ВІХ}} = \omega/V = 2\pi/\lambda$.

Для відбивальної системи із нескінченного числа відбивачів нескінченної довжини:

$$K_c = 2\pi n / p, \quad (8.9)$$

де n – номер гармоніки; p – період відбивальної системи у напрямку вектора \bar{K}_c .

У випадку нормального падіння ПАХ на відбивальну систему із співвідношень (8.8) і (8.9), з урахуванням рівності $K_{вх} = K_{вих}$, можна знайти довжину хвилі, при якій спостерігається максимальне відбиття ПАХ, $\lambda_0 = 4a = 2p$, при $a = p/2$.

Коефіцієнт відбиття ПАХ від відбивальної системи, що складається із N_c відбивачів (рис. 8.14), знаходяться простим сумуванням хвиль, відбитими кожним відбивачем.

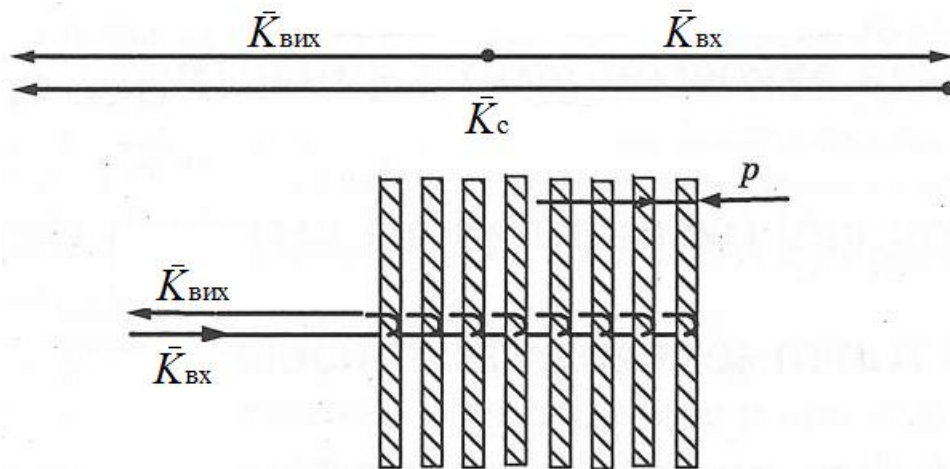


Рис. 8.14. Векторні співвідношення у відбивальній системі при нормальному падінні поверхневої акустичної хвилі

У випадку малого значення коефіцієнта відбивання від одного відбивача при $h/\lambda \ll 1$ і, нехтуючи багатократними відбиттями в самій відбивальній системі, коефіцієнт відбиття можна визначити як [234]:

$$K_c(\omega, z) = \sum_{k=1}^{N_c} r_k(\omega) \exp[j\omega(z - z_k)/V], \quad (8.10)$$

де $r_k(\omega)$ – коефіцієнт відбиття від k -го відбивача, приведений до його центру;
 z_k – координата центру k -го відбивача; z – координата спостереження.

Співвідношення (8.10) придатне також і для розрахунку коефіцієнтів відбиття від відбивальних систем, в яких змінюється період та апертура відбивачів, що використовуються у дисперсійних лініях затримки.

Однак, співвідношення (8.10) непридатне для розрахунку коефіцієнтів відбиття від відбивальних систем, що використовуються в резонаторах і резонансних фільтрах. У цьому випадку необхідно враховувати багатократні відбиття ПАХ у відбивальній системі.

Використовуючи модель неоднорідної лінії передачі, наближений вираз для коефіцієнта відбиття, який враховує багатократні перевідбиття всередині відбивальної системи з постійним періодом та апертурою [234], коефіцієнт відбиття можна представити у вигляді:

$$\bar{R}_B(\omega) = \frac{r \cdot \tanh(\sigma \cdot N_B)}{\sigma + j\delta \cdot \tanh(\sigma \cdot N_B)} = R_B(\omega) \exp \Psi_B(\omega), \quad (8.11)$$

де r – коефіцієнт відбиття від елементу відбивальної системи, залежний від конструктивних параметрів відбивної структури та частоти ω ; $\sigma = \sqrt{r^2 - \delta^2}$; ω_0 – центральна частота відбивальної структури; $\delta = \pi(\omega - \omega_0)/\omega_0$ – відносне розстроювання від центральної частоти; N_B – кількість відбивачів у відбивальній структурі; $R_B(\omega)$ та $\Psi_B(\omega)$ – відповідно модуль та аргумент коефіцієнта відбиття від відбивної структури:

$$R_B(\omega) = \sqrt{(D(\omega))^2 + (E(\omega))^2}; \quad (8.12)$$

$$\Psi_B(\omega) = \arctg\left(-\frac{E(\omega)}{D(\omega)}\right), \quad (8.13)$$

$$\text{де } D(\omega) = \frac{\sqrt{r^2 - \pi^2 \delta^2} \cdot r \cdot \tanh\left(N_B \cdot \sqrt{r^2 - \pi^2 \delta^2}\right)}{(r^2 - \pi^2 \delta^2) \left[1 + \tanh\left(N_B \cdot \sqrt{r^2 - \pi^2 \delta^2}\right)\right]^2};$$

$$E(\omega) = \frac{\sqrt{r^2 - \pi^2 \delta^2} \cdot r \cdot \left[\tanh\left(N_B \cdot \sqrt{r^2 - \pi^2 \delta^2}\right) \right]^2}{(r^2 - \pi^2 \delta^2) \left[1 + \tanh\left(N_B \cdot \sqrt{r^2 - \pi^2 \delta^2}\right) \right]^2}.$$

Враховуючи (8.12) та умову збереження енергії $K_B(\omega) = \sqrt{1 - [R_B(\omega)]^2}$, отримаємо співвідношення для модуля коефіцієнта передачі $K_B(\omega)$ відбивальної системи

$$K_B(\omega) = \sqrt{1 - (D(\omega))^2 - (E(\omega))^2}; \quad (8.14)$$

Коефіцієнти відбиття першої та другої відбивальних структур повинні бути не однакові. Для другої відбивальної структури коефіцієнт відбиття має бути як найближче до 1, тобто відбивати 100% енергії ПАХ. Коефіцієнт відбиття першої відбивної структури повинен підбиратися таким чином, аби забезпечити рівність амплітуд опорного та вимірювального сигналів радіовідгуку.

Розглянемо ідеалізовану модель перетворювача, зробивши наступні припущення: відсутнє згасання ПАХ в звукопроводі; відсутні внутрішні перевідбиття ПАХ у вхідному/вихідному ЗШП та відбивних структурах; мембрана (зонд) знаходиться у положенні, що не впливає на умови поширення ПАХ в звукопроводі, тобто відсутня дисперсія фазової швидкості ПАХ [214, 216]. За таких умов, амплітуду ПАХ опорного сигналу радіовідгуку, що надходить на вхідний/вихідний ЗШП після відбиття від першої відбивальної структури, можна представити наступним чином:

$$A_{OPB} = R_{B1} A_{P3}, \quad (8.15)$$

де A_{P3} - амплітуда ПАХ, що збуджується звукопроводі вхідним/вихідним ЗШП після приходу на нього сигналу радіозапиту.

Враховуючи подвійне проходження ПАХ вимірювального сигналу через першу відбивну структуру, та вважаючи коефіцієнт відбиття другої відбивної структури рівним одиниці, амплітуду ПАХ вимірювального сигналу на вході вхідного/вихідного ЗШП можна записати наступним чином:

$$A_{\text{БРВ}} = (1 - R_{\text{Б1}})^2 R_{\text{Б2}} A_{\text{РЗ}} = (1 - R_{\text{Б1}})^2 A_{\text{РЗ}} . \quad (8.16)$$

Прирівнявши праві частини (8.15) та (8.16), отримаємо:

$$(1 - R_{\text{Б1}})^2 = R_{\text{Б1}} \leftrightarrow R_{\text{Б1}}^2 - 3R_{\text{Б1}} + 1 = 0 . \quad (8.17)$$

Рівняння (8.17) має два розв'язки: $R_{\text{Б1}} = 0,38$ та $R_{\text{Б1}} = 2,62$. При цьому, другий розв'язок не має фізичного змісту. Таким чином, рівність амплітуд опорного та вимірювального сигналів ідеалізованого перетворювача досягається при значенні коефіцієнту відбиття першої відбивної структури 0,38. Наявність згасання на ділянці звукопроводу L (рис. 8.8.) призводить до додаткового зменшення амплітуди вимірювального сигналу у порівнянні з опорним. Це зменшення зумовлене втратами при поширенні поверхневої акустичної хвилі на ділянці між відбивачами та впливом мембрани (зонду), що переміщується в електричному полі на ділянці W_0 (рис. 8.8). Згідно (8.15)...(8.17), праву частину рівняння (8.16) необхідно модифікувати, аби врахувати втрати, тоді:

$$A_{\text{БРВ}} = (1 - R_{\text{Б1}})^2 A_{\text{РЗ}} G , \quad (8.18)$$

де $G = \exp(-2\alpha L/V_0)$ – коефіцієнт згасання ПАХ на ділянці між відбивачами при подвійному проходженні. Тоді рівняння (8.17) набуває вигляду:

$$R_{\text{Б1}}^2 - \frac{2G+1}{G} R_{\text{Б1}} + 1 = 0 . \quad (8.19)$$

Рівняння (8.19) має один вірний розв'язок: $R_{\text{Б1}} = 1 + \frac{1 - \sqrt{4G+1}}{2G}$. Розв'язок

$R_{\text{Б1}} = 1 + \frac{1 + \sqrt{4G+1}}{2G}$ не має фізичного змісту, адже коефіцієнт відбиття не може бути більше одиниці.

Згідно [235] для кварцу YX – зрізу $\alpha = 0,11(\text{мкс})^{-1}$ при частоті 435 МГц та $\alpha = 0,60(\text{мкс})^{-1}$ при частоті 2,45 ГГц, а для ніобіт літію $\alpha = 0,045(\text{мкс})^{-1}$ при частоті 435 МГц та $\alpha = 0,20(\text{мкс})^{-1}$ при частоті 2,45 ГГц.

На рис. 8.15 приведені залежності коефіцієнта згасання ПАХ на ділянці між відбиваючими структурами в залежності від відстані між ними для двох матеріалів звукопроводу: кварц YX –зрізу та ніобат літія YZ –зрізу, та двох робочих частот.

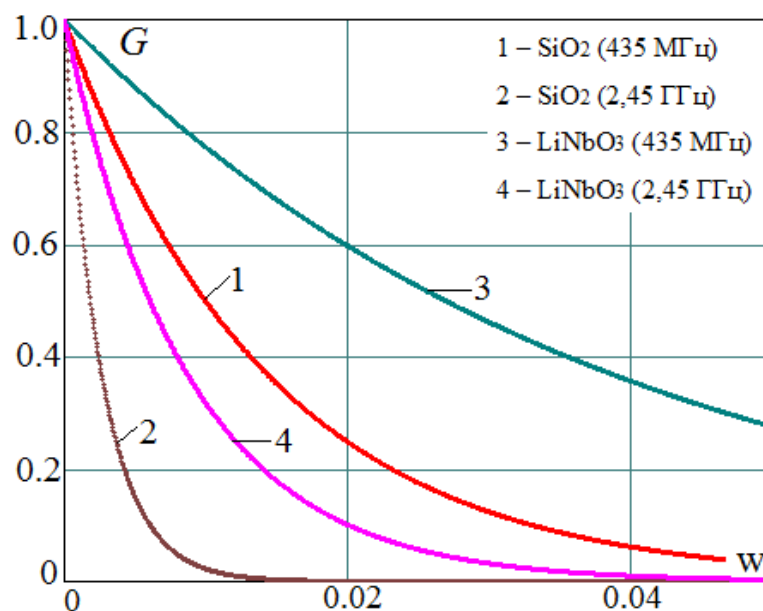


Рис. 8.15. Залежності коефіцієнта згасання вимірювального сигналу від відстані між відбиваючими структурами

На рис. 8.16 приведені залежності привнесених втрат в залежності від відстані між відбиваючими структурами.

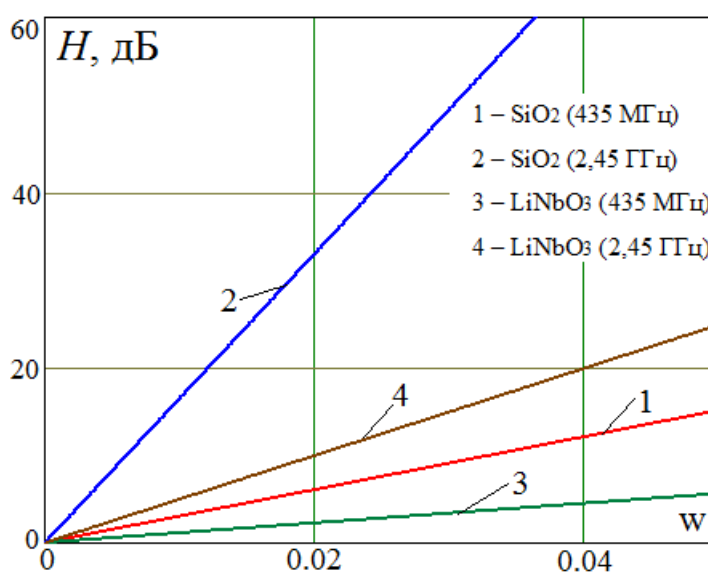


Рис. 8.16. Залежності згасання вимірювального сигналу від відстані між відбиваючими структурами для кварцу

На рис. 8.17 приведені залежності коефіцієнта відбиття першої відбивної структури R_{B1} від відстані між відбивальними структурами для двох матеріалів звукопроводу: кварц YX –зрізу та ніобат літія YZ –зрізу на робочих частотах 435 МГц та 2,45 ГГц. Коефіцієнт відбиття вибирається з міркування рівності амплітуд опорного та вимірювального сигналів радіозапиту.

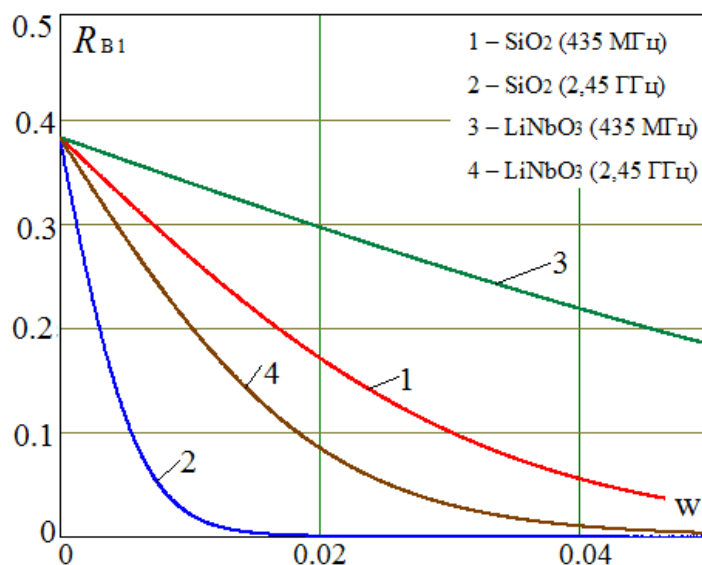


Рис. 8.17. Залежності коефіцієнта відбиття першої відбивної структури від відстані між відбиваючими структурами

Із співвідношень (8.11)...(8.19) випливає, що коефіцієнт відбиття та коефіцієнт передачі відбивальної структури залежить від кількості відбивачів (електродів або канавок) та від коефіцієнта відбиття від окремого елементу структури. На практиці використовують елементи з коефіцієнтом відбиття в межах 0,001...0,005. Для мінімізації небажаних ефектів, що виникають при відбиванні ПАХ та погіршують роботу перетворювача, товщину металевої плівки відбивача або глибину канавки вибирають значно меншими довжини хвилі, що в свою чергу обмежує коефіцієнт відбиття від елементу. Окрім того, коефіцієнт відбиття від елементу визначає частотні характеристики всієї відбивної системи.

На рис. 8.18 та рис. 8.19 приведені частотні залежності модуля (8.12) та аргумента (8.13) коефіцієнта відбиття відбивної структури для двох значень коефіцієнту відбиття від кожного елементу $r = 0,001$ та $r = 0,002$, та чотирьох значень кількості елементів $N = 300; 600; 900$. Як видно з залежностей, смуга пропускання відбивальної структури розширюється зі збільшенням коефіцієнту відбиття від окремого елементу та зменшенням кількості елементів.

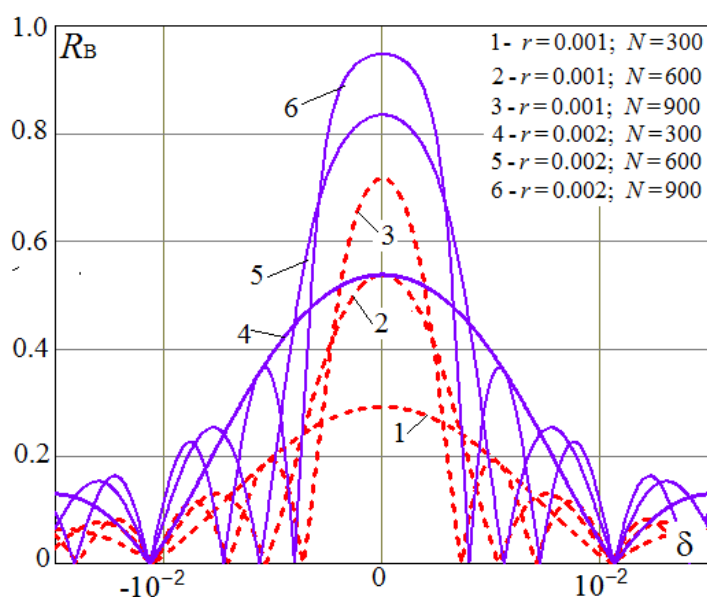


Рис. 8.18. Частотні залежності модуля коефіцієнта відбиття відбивальної системи

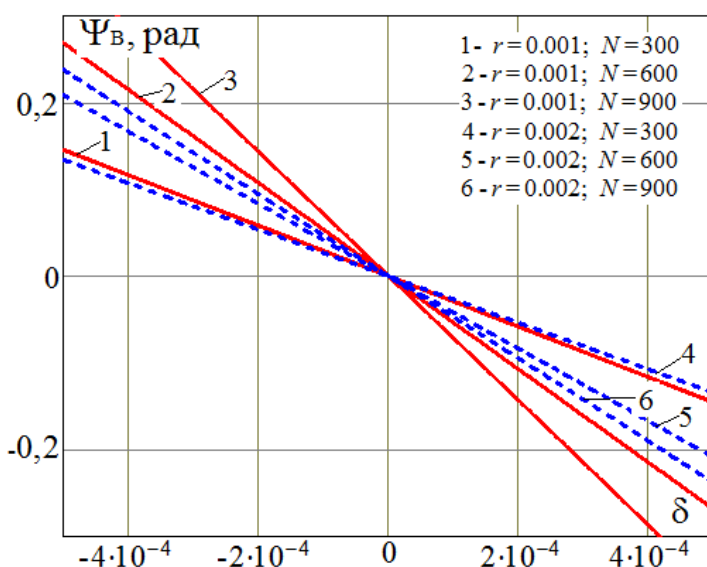


Рис. 8.19. Частотні залежності аргумента коефіцієнта відбиття відбивальної системи

На рис. 8.20 приведені залежності модуля коефіцієнта відбиття відбивальної системи на центральній частоті ($\delta = 0$) від кількості відбивальних елементів та коефіцієнтів відбиття від кожного елементу.

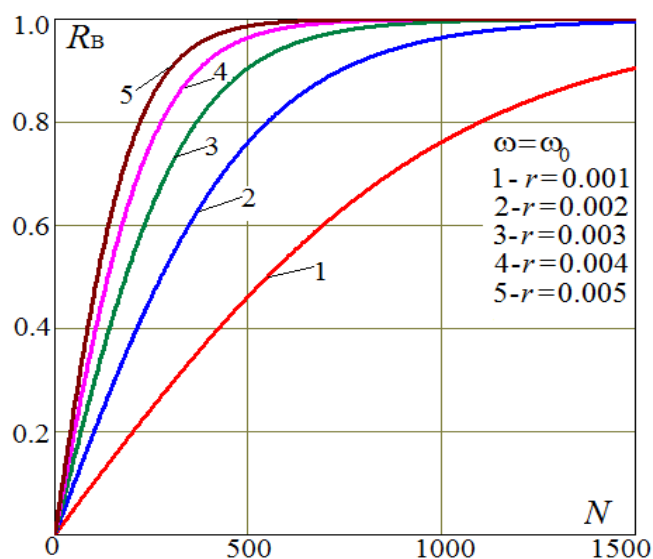


Рис. 8.20. Залежності модуля коефіцієнта відбиття відбивальної системи на центральній частоті ($\delta = 0$) від кількості відбивальних елементів та коефіцієнтів відбиття від кожного елементу

На рис. 8.21 приведені частотні залежності модуля (8.14) коефіцієнта передачі відбивальної системи від кількості відбивальних елементів та коефіцієнтів відбиття від кожного елементу.

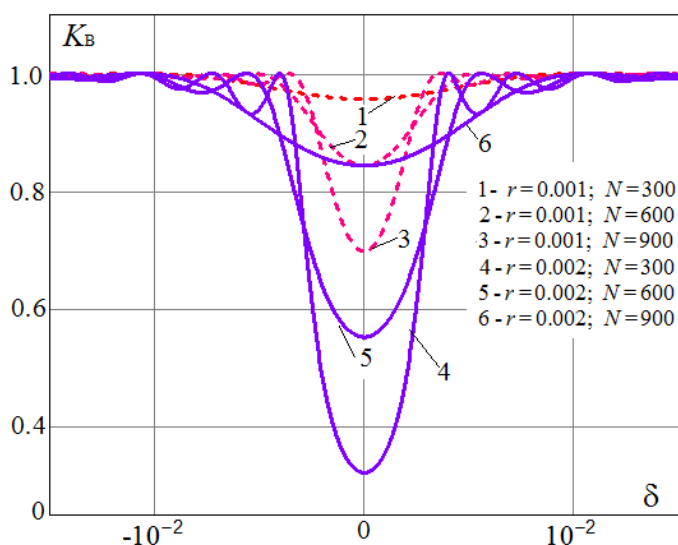


Рис. 8.21. Частотні залежності модуля коефіцієнта передачі відбивальної системи

8.3. Перетворювач мікропереміщень та тиску на основі збурення електричного поля поверхневих акустичних хвиль для безпроводної радіовиміральної системи

Безпроводний перетворювач мікропереміщень та тиску на базі використання дисперсії фазової швидкості поверхневої акустичної хвилі в результаті збурення мембраною (зондом) електричного поля ПАХ, електричного поля поверхневих акустичних хвиль, що поширюються на п'єзоелектричних структурах (рис. 8.22).

Перетворювач містить п'єзоелектричний звукопровід 1, на поверхні якого розташований вхідний/вихідний секційний зустрічно-штировий перетворювач 2 [223], що з'єднаний з антеною 3, дві відбивні решітки (відбивачі) 4 та 5, між якими створена зона збурення 6 електричного поля поверхневої акустичної хвилі мембраною 7 [227–233]. Усі ці елементи утворюють дисперсійну лінію затримки на відбивачах, час затримки якої залежить від значення виміральної величини. Елементи розташовані у корпусі 8, який герметично закритий кришкою 9 з мембраною 7, що виконана з пружного матеріалу (наприклад, бронза, сталь тощо) та розташована над зоною взаємодії 6 на відстані від поверхні звукопроводу, сумірній з довжиною ПАХ λ . Таке розташування мембрани обумовлене тим, що для ефективного її впливу на параметри хвилі, яка поширюється по звукопроводу, необхідно забезпечити переміщення мембрани в електричному полі ПАХ, електричний потенціал якого зменшується при віддаленні від поверхні звукопроводу за експоненціальним законом $\varphi = \varphi_0 \exp(-2\pi X/\lambda)$ [156–158, 167], де φ_0 – потенціал електричного поля на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу; X – відстань від мембрани до поверхні звукопроводу.

Вхідний/вихідний перетворювач поверхневих акустичних хвиль складається з електродів, апертура та період слідування яких може змінюватися у відповідності з необхідною характеристикою в частотній

області. Просторове положення, період слідування та апертура першої та другої групи відбивних решіток повинні бути узгоджені з просторовим положенням та періодом електродів вхідного/вихідного перетворювача [223, 232]. Така запропонована конструкція вхідного/вихідного перетворювача ПАХ, що містить групи електродів з різним періодом, з'єднаних спільною шиною, є узгодженим фільтром для приймання та стиснення частотно-модульованого сигналу радіозапиту. Порядок слідування частот кодування може змінюватися, за рахунок чого реалізується множинний доступ у вимірювальних системах, адже кожен акустoeлектронний перетворювач отримує свою унікальну адресу. Опитування кожного перетворювача проводиться узгодженим для нього сигналом радіозапиту.

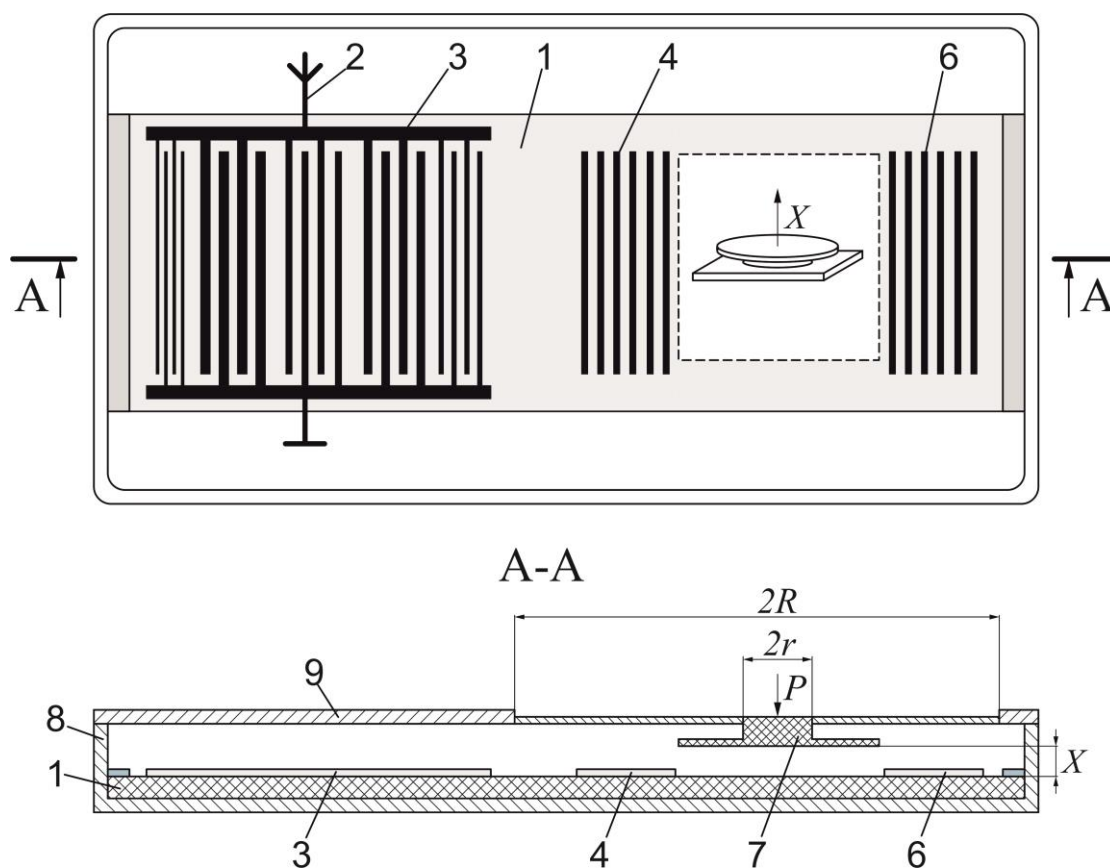


Рис. 8.22. Конструкція безпроводного пасивного перетворювача мікропереміщень та тиску на ПАХ

Робота безпроводного пасивного перетворювача на ПАХ для вимірювання мікропереміщення та тиску пояснюється наступним чином. Сигнал радіозапиту від пристрою опитування та обробки інформації поступає на вхід антени 2. В якості сигналу радіозапиту може бути використаний частотно-кодований сигнал з тривалістю t_{pz} та кількістю дискретних частот N . Вхідний/вихідний перетворювач 2 за рахунок зворотного п'єзоефекту збуджує у звукопроводі 1 поверхневі акустичні хвилі, при цьому виконуючи стиснення вхідного сигналу.

Частина енергії ПАХ відбившись від першого відбивача 4, повертається на перетворювач 2 і за рахунок прямого п'єзоефекту перетворюється в електричний сигнал, що випромінюється в простір антеною 3. Таким чином, відбувається формування опорного сигналу радіовідгуку.

Частина енергії акустичного потоку ПАХ, що пройшла перший відбивач 4, пройшовши активну зону взаємодії 6, відбивається від відбивача 5, знову пройшовши активну зону 6, поступає на перетворювач 2. За рахунок прямого п'єзоефекту відбувається перетворення енергії ПАХ в електричний сигнал, що випромінюється антеною 3. Таким чином, формується вимірювальний сигнал радіовідгуку.

Пристрій опитування та обробки інформації, що через радіоканал зв'язаний з перетворювачем на ПАХ для вимірювання мікропереміщень та тиску, після надходження на нього опорного та вимірювального сигналів проводить обробку вимірювальної інформації (кореляційний аналіз та вимірювання часу затримки між сигналами). Необхідність формування двох сигналів зумовлена необхідністю виключення впливу відстані між пристроєм опитування та перетворювачем на час затримки, оскільки, час поширення радіосигналу для опорного та вимірювального сигналів однаковий.

Час затримки приходу вимірювального сигналу відносно опорного визначається відстанню між відбивачами 4 та 5, швидкістю поширення ПАХ у

звукопроводі та умовами поширення ПАХ в зоні взаємодії 6. Робота первинного перетворювача на ПАХ для вимірювання мікропереміщення та тиску заснована на зміні умов поширення ПАХ в зоні взаємодії, що призводить до зміни часу затримки між опорним та контрольним вимірювальними сигналами.

Проведемо аналіз роботи перетворювача на ПАХ.

1. Опорна лінія затримки:

Час затримки опорної лінії затримки визначається виразом:

$$t_{L1} = 2 \frac{L_1}{V_0}, \quad (8.20)$$

де L_1 – відстань між центрами вхідного/вихідного перетворювача та першого відбивача 4; V_0 – фазова швидкість ПАХ на вільній поверхні п'єзоелектричного звукопроводу.

Час затримки опорного сигналу відносно сигналу радіозапиту:

$$t_{\text{опорн}} = 2t_{\text{рк}} + t_{L1} = 2 \left(t_{\text{рк}} + \frac{L_1}{V_0} \right), \quad (8.21)$$

де $t_{\text{рк}}$ – час розповсюдження сигналу по радіоканалу від пристрою опитування та обробки інформації до перетворювача на ПАХ.

2. Вимірювальна лінія затримки:

Час затримки вимірювальної лінії затримки визначається виразом:

$$t_{L2} = 2 \frac{L_2}{V_0} + T_x = 2 \frac{L_1 + W_0}{V_0} + T_x, \quad (8.22)$$

де L_2 – відстань між центрами вхідного/вихідного перетворювача та другого відбивача 5; T_x – приріст часу затримки в результаті збурення мембраною електричного поля ПАХ на ділянці п'єзоелектричного звукопроводу 6 з довжиною W_0 .

Приріст часу затримки при переміщенні мембрани в електричному полі ПАХ з урахуванням (7.6) визначається співвідношенням:

$$T_x = \frac{W_0}{V_0} k \exp(-2\pi\rho) = \frac{N}{f_0} k \exp(-2\pi\rho), \quad (8.23)$$

де $k = -2[V_m - V_0]/V_0$ – коефіцієнт електромеханічного зв'язку, який практично визначає відносну зміну фазової швидкості ПАХ при наявності тонкої металевої плівки на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу [158]; V_m – фазова швидкість ПАХ при наявності тонкої металевої плівки на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу; $\rho = X/\lambda_0$ – нормоване переміщення мембрани; X – відстань між поверхнею звукопроводу та мембраною; λ_0 – довжина ПАХ на вільній поверхні звукопроводу.

Час затримки вимірювального сигналу відносно сигналу радіозапиту:

$$t_{\text{контр}} = 2t_{\text{рк}} + t_{L2} = 2\left(t_{\text{рк}} + \frac{L_1 + W_0}{V_0}\right) + T_x. \quad (8.24)$$

З рівняння (8.21), (8.23) та (8.24) отримаємо співвідношення для часу затримки вимірювального сигналу відносно опорного:

$$\Delta t_{\text{зр}} = t_{\text{контр}} - t_{\text{опорн}} = \frac{W_0}{V_0} [2 + k \exp(-2\pi\rho)]. \quad (8.25)$$

Із співвідношення (8.25) випливає, що приріст часу затримки не залежить від відстані між пристроєм опитування та обробки інформації та перетворювачем на ПАХ, а визначається довжиною зони взаємодії та зміною фазової швидкості ПАХ, що викликана збуренням електричного поля ПАХ мембраною (зондом).

Чутливість вимірювання (коефіцієнт перетворення) мікропереміщень таким пристроєм дорівнює:

$$S_x = \frac{dT_x}{dx} = -\frac{2\pi kW_0}{V_0 \lambda_0} \exp(-2\pi\rho) = -\frac{2\pi kN}{V_0} \exp(-2\pi\rho). \quad (8.26)$$

На рис. 8.23 зображена залежність (8.23) для звукопроводу із ніобат літію LiNbO_3 YZ -зрізу в залежності від нормованого переміщення мембрани при різних ділянках збурення електричного поля ПАХ.

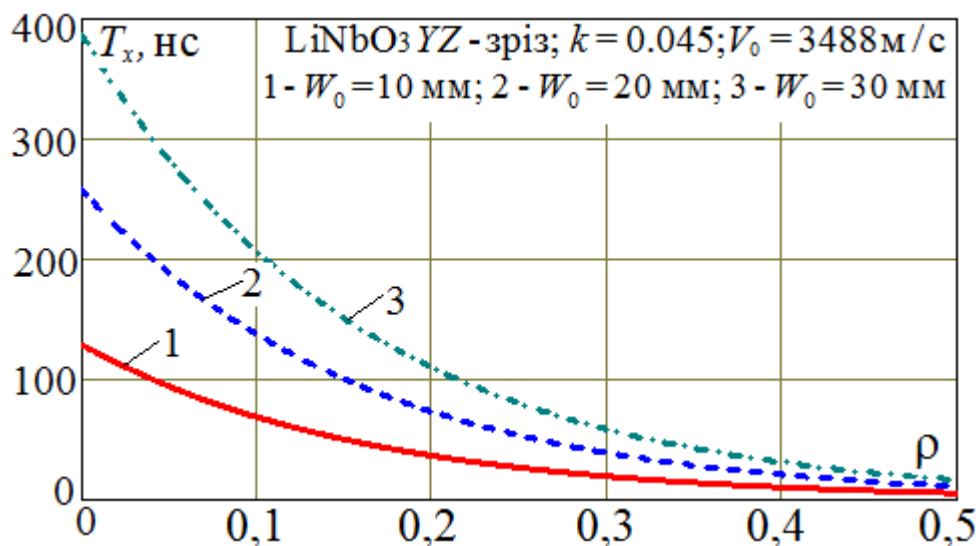


Рис. 8.23. Теоретичні залежності приросту часу затримки від нормованого переміщення мембрани

Наприклад, для ніобат літію YZ -зрізу ($k = 0,045$; $V_0 = 3488 \text{ м/с}$) при частоті $f_0 = 69,76 \text{ МГц}$ ($\lambda_0 = 50 \text{ мкм}$) і $W_0 = 30 \text{ мм}$ переміщення мембрани в діапазоні $\rho = 0,4 \dots 0,1$ викликає приріст часу затримки в інтервалі $T_x \approx 31 \dots 206 \text{ нс}$, тобто середній коефіцієнт перетворення мікропереміщень складає: $S_x \approx \Delta T_x / \Delta x \approx 11,7 \text{ нс/мкм}$. При роздільній здатності промислових частотомірів та вимірювачів часових інтервалів (наприклад, Dagatron UC-8030U, Pendulum CNT81R, Dagatron FC-8037) $\delta t = 200 \text{ пс}$ середня потенційна роздільна здатність перетворювача мікропереміщень $\delta x = \delta t / S_x \approx 0,017 \text{ мкм}$.

Залежність прогинання мембрани X від тиску P визначається типом мембрани та її конструктивними параметрами. У випадку мембрани з жорстким центром прогинання визначається співвідношенням [219]:

$$X = \frac{3(1-\mu^2)(c^4 - 1 - 4c^2 \ln c)R^4 P}{16c^4 E h^3}, \quad (8.27)$$

де $c = R/r$; R та r – робочий радіус мембрани та радіус її жорсткого центру; μ і E – коефіцієнт Пуассона та модуль пружності матеріалу мембрани; h – товщина мембрани.

Із розрахунку для мембрани із сталі ($\mu = 0,28$; $E = 2,2 \cdot 10^{11}$ Н/м²; $r = 2 \cdot 10^{-3}$ м; $h = 10^{-3}$ м; $R = 20 \cdot 10^{-3}$ м) випливає, що її переміщення в інтервалі $\rho = 0,4 \div 0,1$ буде здійснюватися під тиском в діапазоні $P \approx (0 \div 1,394 \cdot 10^5)$ Н/м² $\approx (0 \div 1046)$ мм.рт.ст.

Тоді середній коефіцієнт перетворення тиску $S_p \approx \Delta T_x / \Delta P \approx 1,257$ пс/Н/м² ≈ 167 пс/мм.рт.ст., а середня потенційна роздільна здатність перетворювача тиску $\delta P = \delta t / S_p \approx 1,2$ мм.рт.ст.

Змінюючи довжину зони взаємодії W_0 та застосовуючи сильні п'єзоелектрики (ніобат літію, германат вісмуту, окис цинку, нітрид алюмінію та ін.), можливо забезпечити необхідний коефіцієнт перетворення. Розглянутий перетворювач може бути застосований для дистанційного вимірювання мікропереміщень, прискорення, сили та тиску.

8.4. Перетворювач лінійних та кутових переміщень з безконтактною відбивальною системою поверхневих акустичних хвиль для безпроводної радіовимірювальної системи

Перетворювач переміщень на базі керованої лінії затримки на поверхневих акустичних хвилях (рис. 8.24) містить п'єзоелектричний звукопровід 1, на поверхні якого розташований секційний вхідний/вихідний зустрічно-штировий перетворювач 2, що з'єднаний з антеною 3, та відбивну решітку 4 [223, 232, 233]. В електричному полі ПАХ, що поширюється по

поверхні п'єзоелектричного звукопроводу, переміщується відбивна решітка 5, яка сформована на діелектричній підкладці. Приріст часу затримки при переміщенні відбивальної решітки 5 визначається співвідношенням:

$$T_z = 2Z/V_0, \quad (8.28)$$

де Z – переміщення відбивальної решітки 5; V_0 – фазова швидкість ПАХ.

При цьому коефіцієнт перетворення:

$$S_z = dT_z/dZ = 2/V_0. \quad (8.29)$$

Так, наприклад, при використанні п'єзоелектричного звукопроводу на базі ніобата літію YZ -зрізу ($k = 0,045$; $V_0 = 3488$ м / с) та роздільній здатності промислових вимірювачів часових інтервалів $\delta t \approx 200$ пс отримаємо коефіцієнт перетворення $S_z = 5,7 \cdot 10^{-4}$ мкс/мкм та потенційну роздільну здатність перетворювача переміщень: $\delta Z = \delta t/S_z \approx 0,35$ мкм.

Діапазон дистанційного вимірювання лінійних переміщень практично не обмежений, а визначається розмірами п'єзоелектричного звукопроводу.

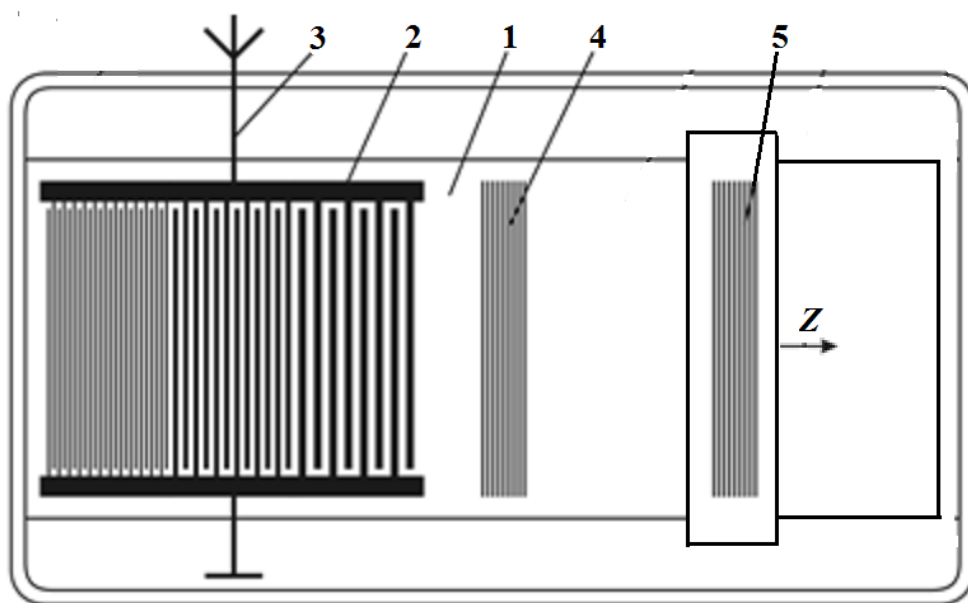


Рис. 8.24. Конструкція безпроводного пасивного перетворювача мікропереміщень та тиску на ПАХ

При переміщенні відбивальної решітки над кільцевим п'єзоелектричним хвилеводом з радіусом R отримаємо співвідношення для приросту часу затримки радіовимірювальної безпроводної системи кутових переміщень:

$$T_{\varphi} = 4\pi R\varphi / 360 \cdot 3600 \cdot V. \quad (8.30)$$

де φ [кут. сек.] – кутове переміщення решітки над п'єзоелектричним хвилеводом.

Коефіцієнт перетворення кутового переміщення:

$$S_{\varphi} = 4\pi R / 360 \cdot 3600 \cdot V \quad (8.31)$$

При кільцевому п'єзоелектричному хвилеводі на базі структури ZnO-SiO₂пл. ($V=3350$ м/с) з радіусом $R=20$ мм отримаємо коефіцієнт перетворення $S_{\varphi}=57,8$ пс/кут.сек. та потенційну роздільну здатність кутових переміщень $\delta\varphi = \delta t / S_{\varphi} = 3,46$ кут.сек.

Акустоелектронний перетворювач переміщень з безконтактним ПАХ-приймачем, що переміщується над п'єзоелектричним звукопроводом (хвилеводом), дозволяє вимірювати лінійні та кутові переміщення в широкому діапазоні. Запропонований перетворювач може бути використаний як в стаціонарних, так і радіовимірювальних безпроводних системах.

8.5. Висновки до розділу

Запропонована та обґрунтована конструкція секційного вхідного/вихідного зустрічно-штирового перетворювача поверхневих акустичних хвиль для безпроводних пасивних перетворювачів фізичних величин, який забезпечує поєднання технологій множинного доступу, забезпечуючи при цьому частотно-кодову модуляцію вхідного сигналу. Це досягається тим, що зустрічно-штировий перетворювач ПАХ виготовляється у вигляді секцій електродів різного періоду, з'єднаних спільною шиною, і є узгодженим фільтром для приймання та стиснення

частотно-модульованого сигналу радіозапиту. Кількість секцій електродів (частот кодування) та порядок їх слідування може змінюватись для забезпечення унікальної адреси перетворювача та режиму множинного доступу у вимірювальних системах, побудованих на основі цих сенсорів. Перетворювач відноситься до еквідистантно – секційних перетворювачів з ортогональною частотно-ковою маніпуляцією. Такий вхідний/вихідний зустрічно-штировий перетворювач може бути використаний при створенні пасивних радіоміток на ПАХ для систем радіоідентифікації об'єктів, безпроводних радіовимірювальних систем на базі пасивних перетворювачів температури та вологості, параметрів електромагнітного поля, мікропереміщень та тиску та інших фізичних величин.

На базі запропонованого вхідного/вихідного зустрічно-штирового перетворювача поверхневих акустичних хвиль представлена конструкція пасивної радіомітки на ПАХ з звукопроводом із ніобіт літію YZ -зрізу, приведені результати розрахунку її параметрів із застосуванням технології ортогонального частотного кодування з 5-ю частотами кодування у смузі частот 430...440 МГц, яка забезпечує 32 різноманітні коди для ідентифікації об'єктів. Використання n секцій різного періоду (частот кодування) вхідного/вихідного перетворювача ПАХ дозволить створення системи ідентифікації 2^n об'єктів.

Приведені результати теоретичних досліджень параметрів відбивальних систем ПАХ, основними елементами яких є металеві смужки або канавки. Металеві смужки формуються на поверхні п'єзоелектрика (звукопровода) методами електронно-променевого випаровування металу у вакуумі і контактної фотолітографії. Канавки формуються методом вибіркового іонно-хімічного травлення поверхні звукопровода. Отримано співвідношення та

графіки для коефіцієнтів відбиття та коефіцієнтів проходження ПАХ через відбивальну систему на звукопроводах із п'єзокварцу та ніобата літію для центральних частот 435 МГц та 2,45 ГГц в залежності від коефіцієнтів відбиття від окремого елемента системи, їх кількості, частоти та згасання ПАХ у звукопроводі.

Запропоновано та обґрунтовано конструкції пасивних перетворювачів фізичних величин із використанням секційного вхідного/вихідного зустрічно-штирового перетворювача та відбивальних систем ПАХ, на базі яких можна створити:

1. Безпровідний радіоперетворювач мікропереміщень та тиску з використанням дисперсії фазової швидкості в результаті збурення мембраною (зондом) електричного поля ПАХ, що поширюється на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу. Показано, що в перетворювачі на базі звукопроводу із ніобіта літію YZ-зрізу при центральній частоті 69,76 МГц переміщення мембрани в діапазоні 0...15 мкм викликає приріст часу затримки 31...206 нс при середньому коефіцієнті перетворення мікропереміщень близько 11,7 нс / мкм. При роздільній здатності промислових частотомірів та вимірювачів часових інтервалів 200 пс середня потенційна роздільна здатність такого перетворювача мікропереміщень складає близько 0,017 мкм.

З використанням мембрани з жорстким центром із сталі коефіцієнт перетворення тиску приймає значення 167 пс/мм.рт.ст. при потенційній роздільній здатності 1,2 мм.рт.ст. в діапазоні 0...1048 мм.рт.ст.

2. Безпровідний радіоперетворювач лінійних та кутових переміщень з безконтактною відбивальною системою поверхневих акустичних хвиль, що переміщується в електричному полі ПАХ, яка поширюється на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу (кільцевого хвилеводу). Чутливість

перетворення лінійних переміщень визначається фазовою швидкістю ПАХ. Показано, що при використанні п'єзоелектричного звукопроводу із ніобата літію YZ-зрізу коефіцієнт перетворення складає $5,7 \cdot 10^{-4}$ мкс / мкм. При переміщенні відбивальної решітки над кільцевим п'єзоелектричним хвилеводом з радіусом 20 мм коефіцієнт перетворення складає 57,8 пс / кут.сек. Чутливість перетворення кутових переміщень визначається фазовою швидкістю ПАХ та радіусом кільцевого хвилеводу. Запропонований перетворювач забезпечує потенційні роздільні здатності лінійних та кутових переміщень відповідно близько 0,35 мкм та 3,46 кут. сек. Діапазон дистанційного вимірювання лінійних та кутових переміщень практично не обмежений, а визначається розмірами п'єзоелектричного звукопроводу.

ОСНОВНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ВИСНОВКИ

В результаті виконання роботи теоретично обґрунтовано та експериментально реалізовано новий підклас високочутливих АЕП фізичних величин з безконтактними електрично пов'язаними чутливими елементами на основі використання електричного поля ПАХ, які поширюються на п'єзоелектричних структурах.

1. Запропоновано, теоретично обґрунтовано та реалізовано високочутливий метод вимірювання лінійних та кутових переміщень на основі використання фазових набігань в п'єзоелектричних структурах електричного поля кількох ПАХ з різними частотами, які приймаються безконтактним електрично пов'язаним ПАХ-приймачем. При збудженні ПАХ на частотах, що не перевищують 75 МГц, метод дозволяє визначати координату об'єкта з коефіцієнтами перетворення не гірше 7,0 ел.град./мкм (0,5 ел.град./кут.сек) у діапазоні до 100 мм і вище (до 360 кут. град.). Метрологічні параметри АЕП, які забезпечуються запропонованим методом, сумірні параметрам індуктосинів, фотоелектричних перетворювачів та пристроїв на основі інтерферометрів та, на відміну від них, мають просту конструкцію і значно менші масогабаритні показники, що особливо важливо при їх використанні в рухомих високоточних інформаційно-вимірювальних і навігаційних комплексах.

2. Запропоновано та теоретично обґрунтовано метод вимірювання кутової швидкості на основі використання ефекту Доплера при обертанні ПАХ-приймача в електричному полі ПАХ, яка поширюється в п'єзоелектричному хвилеводі. При збудженні ПАХ на частоті 70 МГц в кільцевому п'єзоелектричному хвилеводі з радіусом 10 мм метод забезпечує коефіцієнт перетворення 22 Гц/об./хв. в діапазоні до 13680 об./хв. і вище. На основі запропонованого методу може бути створений універсальний АЕП кутової швидкості з високим коефіцієнтом перетворення в широкому динамічному діапазоні та з метрологічними параметрами, які сумірні параметрам

електромагнітних і фотоелектричних перетворювачів та, на відміну від них, мають просту конструкцію та менші масогабаритні показники.

3. Запропоновано, теоретично обґрунтовано та реалізовано метод вимірювання мікропереміщень та тиску на основі використання дисперсії фазової швидкості ПАХ в результаті збурення мембраною (зондом) електричного поля хвилі, що поширюється в п'єзоелектричному звукопроводі (хвилеводі), який дозволяє створювати на основі універсального акустоелектронного модуля перетворювачі з коефіцієнтом перетворення до 10 кГц/мкм у діапазоні переміщення чутливого елемента – мембрани (зонда) до десятків мікрометрів.

4. Розроблені та досліджені математичні моделі первинних перетворювачів лінійних, кутових переміщень та швидкості на основі використання електричного поля ПАХ дозволяють визначати конструктивні та електричні параметри перетворювачів на основі лінійних та кільцевих п'єзоелектричних звукопроводів (хвилеводів), безконтактних розподілених ПАХ-приймачів та електричних параметрів задавальних генераторів у залежності від заданих метрологічних характеристик перетворювачів.

5. Розроблені та досліджені математичні моделі первинних перетворювачів мікропереміщень та тиску на основі використання дисперсії фазової швидкості поверхневих акустичних хвиль в результаті збурення мембраною (зондом) електричного поля ПАХ дозволяють визначати конструктивні та електричні параметри в залежності від заданих метрологічних характеристик перетворювачів.

6. Модифікована математична модель плівкового п'єзоелектричного ПАХ-хвилеводу на основі структури оксид цинку-плавлений кварц дозволяє визначати конструктивні параметри хвилеводу, концентратора та зустрічно-штирових перетворювачів модуля на ПАХ для забезпечення одномодового режиму біжучої ПАХ. Теоретичні дослідження та результати випробувань амплітудних та фазових характеристик ПАХ на установці лазерного

зондування гомодинного типу підтверджують можливість використання плівкових п'єзоелектричних структур в АЕП фізичних величин.

7. Розроблені та експериментально досліджені макети акустoeлектронних перетворювачів лінійних і кутових переміщень та їх складових блоків:

- 3-х частотний генераторний блок, який містить три генератори на основі ліній затримки на ПАХ із кварцу *ST*-зрізу з секційним ЗШП для збудження у звукопроводі (хвилеводі) ПАХ у вигляді суперпозиції 3-х хвиль; для робочих частот (69,52; 70,62 та 71,69 МГц) перестроювання частоти близько 380 кГц при короточасній нестабільності частоти не гірше $5 \cdot 10^{-8} \text{ с}^{-1}$ та рівнях вихідного сигналу близько 1,0 В на кожній частоті;

- 3-х частотний блок підсилення та фільтрації вихідного сигналу безконтактного ПАХ-приймача, в якому розділення сигналів з різними частотами здійснюється ПАХ-фільтрами, синтез яких проведено з використанням фазового зважування електродів ЗШП за функцією Хеммінга; в результаті випробувань отримано для робочих частот (69,52; 70,62 та 71,69 МГц) смуги пропускання близько 450 кГц при рівні вихідних сигналів близько 100 мВ.

- перетворювачі лінійних та кутових переміщень на основі використання фазових набігань на поверхні лінійних (кільцевих) п'єзоелектричних структур електричного поля 3-х ПАХ, що поширюються одночасно і приймаються безконтактним ПАХ-приймачем; коефіцієнт перетворення лінійних переміщень із звукопроводом ніобата літію *YZ*-зрізу на точній шкалі при частоті 70,62 МГц склав 7,28 ел. град./мкм; коефіцієнти перетворення лінійних та кутових переміщень на базі плівкової п'єзоелектричної структури ZnO-SiO_2 пл. на точних шкалах склали відповідно 7,59 ел.град/мкм та 0,55 ел.град./кут.сек; при представленні результатів вимірювання 22 розрядами двійкового коду отримаємо ціну розрядів на: точній шкалі (11 розрядів) – 0,022 мкм (0,31 кут. сек); на проміжній шкалі (6 розрядів) – 46 мкм (632,81 кут. сек); на грубій шкалі (5 розрядів) – 2,944 мм (11, 25 кут град).

8. Розроблено та експериментально досліджено макети АЕП мікропереміщень та тиску на основі використання дисперсії фазової швидкості ПАХ в результаті збурення мембраною (зондом) електричного поля ПАХ, яка поширюється на п'єзоелектричній структурі; в результаті випробувань на частоті 45,2 МГц при переміщенні мембрани в діапазоні 0...15 мкм перпендикулярно поверхні звукопровода із ніобата літію YZ-зрізу отримано середній коефіцієнт перетворення мікропереміщень 9,3 кГц/мкм, при цьому середня чутливість перетворення тиску склала 42,6 Гц/мм.рт.ст.

9. Запропоновано та теоретично обґрунтовано схемо-технічні принципи побудови та конструкції ПАХ-перетворювачів з безконтактними електрично пов'язаними чутливими елементами для безпровідних радіовимірjuвальних систем контролю лінійних, кутових переміщень, мікропереміщень, тиску та ідентифікації об'єктів.

10. Результати теоретичних та проведених експериментальних досліджень макетів 3-х частотного генераторного блоку, 3-х частотного блоку підсилення та фільтрації вихідних сигналів, 3-х частотних акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень з використанням фазових набігань електричного поля ПАХ, що приймаються безконтактним ПАХ-приймачем, використовуються в Державному підприємстві завод «Генератор» при створенні високочутливих перетворювачів лінійних та кутових переміщень, придатних для серійного виробництва і застосування їх у високоточних вимірjuвально-інформаційних системах (Протоколи випробувань представлено у Додатках № 1...3, а Акт впровадження представлено в Додатку № 6).

11. Результати проведених теоретичних та експериментальних досліджень макетів мікропереміщень та тиску на основі використання дисперсії фазової швидкості поверхневої акустичної хвилі при збуренні зондом (мембраною) електричного поля хвилі, що поширюються на поверхні п'єзоелектричного звукопровода, використовуються у Товаристві з обмеженою відповідальністю

«Фонтек-С» при створенні перетворювачів фізичних величин, придатних для серійного виробництва і застосування їх в стаціонарних та радіовимірювальних безпроводних системах (Протокол випробувань представлено у Додатку № 5, а Акт впровадження представлено у Додатку № 7).

12. Результати теоретичних досліджень, спрямованих на створення акустoeлектронного перетворювача кутової швидкості об'єкта на основі використання ефекту Доплера при переміщенні безконтактного ПАХ-приймача в електричному полі поверхневої акустичної хвилі, використовуються в Інженерно-технологічному інституті Відкритого міжнародного університету розвитку людини «Україна» при розробці широкодіапазонного високочутливого перетворювача кутової швидкості для вимірювально-інформаційного комплексу (Акт впровадження представлено в Додатку № 8).

13. Список опублікованих праць за темою дисертації представлено у Додатку № 9.

14. Відомості про апробацію результатів дисертації представлено в Додатку № 10.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Джексон Р. Г. Новейшие датчики: пер. с англ. под ред. В. В. Лучинина. М.: *Техносфера*, 2007. 384 с.
2. Засоби та методи вимірювань неелектричних величин: підруч. для студ. вищ. навч. закл. / Поліщук Є. С. та ін. Львів: *Бескид Біт*, 2008. 618 с.
3. Мікроелектронні сенсори фізичних величин: наук-навч. вид. в 3 т. Т. 2 / В. Вуйцік та ін.; за ред. З. Ю. Готри. Львів: *Ліга-Прес*, 2003. 595 с.
4. Логинов В. И. Электрические измерения механических величин. М.: *Энергия*, 1976. 104 с.
5. Осипович Л. А. Датчики физических величин. М.: *Машиностроение*, 1979. 159 с.
6. Конюхов Н. Е., Плют А. А., Марков П. И. Оптоэлектронные контрольно-измерительные устройства. М.: *Энергоатомиздат*, 1985. 152 с.
7. Свечников С. В., Смовж А. К., Каганович Э. Б. Фотопотенциометры и функциональные фоторезисторы. М.: *Сов. радио*, 1978. 168 с.
8. Ваганов В. И. Интегральные тензопреобразователи. М.: *Энергоатомиздат*, 1983. 136 с.
9. Жовнир Н. Ф., Кривоконь И. А., Селиванов С. И., Цыганок Б. А. Пьезоэлектрические датчики для фотоакустической микроскопии / *Пьезоэлектрические приводы и датчики: материалы межд. науч. – практ. конф.* Обнинск, Россия, 1993. С. 29.
10. Шарапов В. М., Мусиенко М.П., Шарапова Е.В. Пьезоэлектрические датчики; за ред. В. М. Шарапова. М.: *Техносфера*, 2006. 632 с.
11. Ацюковский В. А. Емкостные преобразователи перемещений. М.: *Энергия*, 1966. 278 с.
12. Кривенков В. В. Автоматический контроль и поверка преобразователей угловых и линейных величин. Ленинград: *Машиностроение*, 1986. 247 с.
13. Левшина Е. С., Новицкий П. В. Электрические измерения физических величин: Измерительные преобразователи. Ленинград: *Энергоатомиздат*, 1983. 320 с.

14. Черняк М. Г., Литвинова Ю. О., Жовнір М. Ф. Математична модель газового демпфування коливань чутливих елементів маятникових компенсаційних акселерометрів з ємнісним датчиком кута / *Механіка гіроскопічних систем: наук.- техн. зб.* Київ: *Либідь*, 2010. № 22. С. 51–62.
15. Бухгольц В. П., Тисевич Э. Г. Емкостные преобразователи в системах автоматического контроля и управления. М.: *Энергия*, 1972. 80 с.
16. Полищук Е. С. Измерительные преобразователи. Київ: *Виш. шк.*, 1981. 296 с.
17. Берлин Г.С. Механотроны. М.: *Радио и связь*, 1984. 248 с.
18. Жовнир Н. Ф., Чайка В. Е., Дрозд И. М, Фаузи А. Физико-математическая модель датчика физических и механических величин на основе технологии вакуумной микроэлектроники / *Информатизація та нові технології*, 1995. № 1. С. 24–26.
19. Котенко Г. И. Гальваномагнитные преобразователи и их применение. Ленинград: *Энергия*, 1982. 104 с.
20. Розенблат М.А. Магнитные датчики электрических и неэлектрических величин: современное состояние и тенденции развития / *Измерение, контроль, автоматизація*, 1987. № 3. С.46–54.
21. Мікроелектронні сенсори фізичних величин: наук-навч. вид. в 3 т. Т. 1 / В. Вуйцік та ін.; за ред. З. Ю. Готри. Львів: *Ліга-Прес*, 2002. 474 с.
22. Высокоточные преобразователи угловых перемещений / Э. Н. Асиновский и др.; за ред. Ю.Г.Якушенкова. М.: *Энергоатомиздат*, 1986. 128 с.
23. Прецизионные датчики угла с печатными обмотками / Л. Н.Сафонов и др. М.: *Машиностроение*, 1977. 152 с.
24. Конюхов Н. Е., Медников Ф. М., Нечаевский М. Л. Электромагнитные датчики механических величин. М.: *Машиностроение*, 1987. 256 с.
25. Петропавловский В. П., Сеницын Н. В. Фазовые цифровые преобразователи угла. М.: *Машиностроение*, 1984. 136 с.

26. Давыдов Н. И., Мирославов Б. А., Рачкин В. Н. Цифровой измеритель линейных перемещений / *Приборы и системы управления*, 1985. № 1. С.26–27.
27. Ахметжанов А. А., Кочемасов А. В. Следящие системы и регуляторы. М.: *Энергоатомиздат*, 1986. 288 с.
28. Борзов М. И. Индуктивные преобразователи угла в код. М.: *Энергия*, 1970. 72 с.
29. Домрачев В. Г., Матвеевский В. Р., Смирнов Ю. С. Схемотехника цифровых преобразователей перемещений: справочное пособие. М.: *Энергоатомиздат*, 1987. 392 с.
30. Вульвет Дж. Датчики в цифровых системах; под ред. А.С.Яроменка. М.: *Энергоиздат*, 1981. 237 с.
31. Высокоточные угловые измерения / Д. А. Аникст и др.; под ред. Ю.Г.Якушенкова. М.: *Машиностроение*, 1987. 480 с.
32. Юкиш М. Й., Кухарчук В. В, Білінський Й. Й. Оптико-електронні засоби контролю параметрів обертального руху на основі методу просторової модуляції: монографія. Вінниця: *ВНТУ*, 2009. 138 с.
33. Мироненко А. В. Фотоэлектрические измерительные системы. М.: *Энергия*, 1967. 358 с.
34. Средства для линейных измерений / Б. М.Сорочкин и др. Ленинград: *Машиностроение*, 1978. 264 с.
35. Фотоэлектрические преобразователи информации / Л. Н.Преснухин и др.; под ред. Л.Н.Преснухина. М.: *Машиностроение*, 1974. 367 с.
36. Конюхов Н. Е., Плют А. А., Шаповалов В. И. Оптоэлектронные измерительные преобразователи. Ленинград: *Энергия*, 1977. 123 с.
37. Телешевский В. И. Фазовые методы измерения линейных перемещений на основе акустической модуляции света / *Измерительная техника*, 1974. № 7. С. 78–81.
38. Телешевский В. И. Гетеродинные методы лазерной интерференции на основе акустической модуляции света / *Измерительная техника*, 1975. № 1. С. 42–45.

39. Пивоварова Л. Н., Куликова Н. И. Фотоэлектрические преобразователи для измерения угловых и линейных перемещений / *Оптико-механическая промышленность*, 1974. № 8. С. 64–72.
40. Соломатин В. А., Шилин В. А. Фазовые оптико-электронные преобразователи. М.: *Машиностроение*, 1986. 144 с.
41. Конюхов Н. Е. Электромеханические функциональные преобразователи. М.: *Машиностроение*, 1977. 240 с.
42. Букреев В. С., Вагин В. А., Кутельпин Н. Г. Интерференционный измеритель перемещений / *Измерительная техника*, 1980. № 7. С. 16–18.
43. Коломийцов Ю. В. Интерферометры. Ленинград: *Машиностроение*, 1976. 295 с.
44. Створення мікроелектронних датчиків нового покоління для інтелектуальних систем: монографія / Я. І. Лепіх та ін.; за ред. Я. І. Лепіха. Одеса. *Астропринт*, 2010. 296 с.
45. Лепіх Я. І., Євтух А. А., Романов В. О. Сучасні мікроелектронні датчики для інтелектуальних систем / *Вісник НАН України*, 2013. № 4. С. 40–49.
46. Пьезорезистивные сенсоры на основе структур "кремний-на-изоляторе" / А. А. Дружинин и др. *Метрология*, 1991. № 5. С. 20–25.
47. Mechanical sensors based on laser-recrystallized SOI structures. Sensors and Actuators / A. Druzhinin and oth. *Applied Physics*, A61, 1997. P. 400–404.
48. On possibility to extend the operation temperature range of SOI sensors with polysilicon piezoresistors / A. Druzhinin and oth. *Journal of Telecommunications and Information Technology*, 2001. № 1. P. 40–45.
49. Сенсори фізичних величин на основі структур "кремній на ізоляторі" з рекристалізованим шаром полікремнію / А. О. Дружинін та ін. *Сенсорна електроніка і мікросистемні технології*, 2008. № 4. С. 17–26.
50. Первичные преобразователи давления криогенных жидкостей / А. А. Дружинин и др. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, 2007. № 6 (72). С. 30–32.

51. Тензорезисторы на основе нитевидных кристаллов кремния для низких температур / А. А.Дружинин и др. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, 2008. № 4. С. 26–30.
52. Осадчук В. С., Осадчук О. В, Вербицкий В. Г. Температурні та оптичні мікроелектронні частотні перетворювачі: монографія. Вінниця: *Універсум-Вінниця*, 2001. 195 с.
53. Осадчук О. В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором. Вінниця: *Універсум-Вінниця*, 2000. 303 с.
54. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Кравчук Н. С. Мікроелектронні сенсори температури з частотним виходом: монографія. Вінниця: *Універсум-Вінниця*, 2007. 163 с.
55. Osadchuk V. S., Osadchuk A. V. Modeling of the Frequency Converter of Optical Radiation with Active Inductive Element / *Elektronika ir Elektrotechnika*, 2001. № 1(30). P. 43–48.
56. Радіовимірювальний перетворювач магнітного поля з датчиком Холла та частотним вихідним сигналом / О. В. Осадчук та ін. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*, 2015. № 1. С. 71–75.
57. Осадчук О. В., Притула М. О., Коваль К. О. Радіовимірювальний перетворювач магнітного поля з магнітотранзистором та частотним вихідним сигналом / *Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки*, 2015. № 1. С. 139–144.
58. Осадчук В. С., Осадчук О. В Осадчук Я. О. Мікроелектронний перетворювач тиску з частотним виходом на основі тунельно-резонансного діода / *Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки*, 2015. № 1. С. 97–101.
59. Поляков П. Ф. Хорунжий В. А., Поляков В. П. Акустоэлектроника. Физико-технологические основы и применение: справ. пос. в 2 т. Т.1 / под ред. П. Ф. Полякова. Харьков: *ООО «Компания СМИТ»*, 2007. 552 с.
60. Колешко В. М., Мешков Ю. В. Микроэлектронные преобразователи информации на поверхностных акустических волнах. *Зарубежная*

- электронная техника*, 1985. № 9(292). 116 с.
61. White R. M. Sensor Classification Scheme / *IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 1987. V. UFFC-34. № 2. P. 124–126.
 62. Жовнир Н. Ф., Лопушенко В. К., Тарасов Г. П., Черняк Н. Г. Акустоэлектронные преобразователи физических величин / *Проблемы физической и биомедицинской электроники: сб. мат. межд. науч.- техн. конф.* Киев, 1995. С. 95–99.
 63. Збруцкий А. В., Черняк Н. Г., Лопушенко В. К., Жовнір М. Ф. Акустоэлектронные измерительные преобразователи механических величин: Физико-математические основы построения и техническая реализация / *Мат. 3-ої міжн. наук.-техн. конф. «Сенсорна електроніка та мікросистемні технології. СЕМСТ-3».* Одеса, 2008. С. 21.
 64. Жовнир Н. Ф., Лопушенко В. К., Неверов С. В. Высокоточные преобразователи перемещений на поверхностных акустических волнах / *Мат. XVII межотраслевой науч.- техн. конф. памяти М. М. Острякова.* Ленинград, 1991. С.87.
 65. Красильников В. А. , Крылов В. В. Введение в физическую акустику. М.: Наука, 1984. 400 с.
 66. Guo S. H. An eigen theory of waves in piezoelectric solids // *Acta Mech. Sinica* , 2010. № 26. P. 280–288.
 67. Бирюков С. В., Гуляев Ю. В., Крылов В. В., Плесский В. П. Поверхностные акустические волны в неоднородных средах. М.: Наука, 1991. 416 с.
 68. Auld B. A. Acoustic Fields and Waves in Solids: Vol. 1. Ney York: John Wiley & Sons, 1973. 423 p.
 69. Callagher D. R. , Malocha D. C. , Puccio D., Saldanha N. Orthogonal Frequency Coded Filters for Use in Ultra – Wideband Communication Systems / *IEEE Transaction on Ultrasonics , Ferroelectrics and Frequency Control*, 2008.Vol. 55. № 3. P. 696–703.
 70. Чернышова Т. И., Чернышов Н. Г. Проектирование фильтров на поверхностных акустических волнах: учеб.- метод. пос. Тамбов: *Изд-во*

Тамб. гос. ун-та, 2006. 48 с.

71. Курносое А. И., Юдин В. В. Технология производства полупроводниковых приборов и интегральных микросхем. М.: Высшая школа, 1979. 367 с.
72. Пирс К. Технология СБИС : пер. с англ. под ред. Зи С. М.: Мир, 1986. Т.1. 402 с.
73. Моро У. Микролитография. Принципы, методы, материалы: пер. с англ. под ред. Р. Х. Тимерова. М.: Мир, 1990. Т. 1. 605 с.
74. Моро У. Микролитография. Принципы, методы, материалы: пер. с англ. под ред. Р. Х. Тимерова. М.: Мир, 1990. Т. 2. 632 с.
75. Фотолитография и оптика / Я. А. Федотов и др. М.: Сов. радио, 1974. 392 с.
76. Глазков И. М. Оборудование для производства фотошаблонов и выполнения операций фотолитографии. М.: Сов. радио, 1975. 73 с.
77. Kino G. S. , Reeder T. M. A normal mode theory for the Rayleigh wave amplifier. *IEEE Trans. El. Dev.*, 1998. V.ED-18. № 10. P. 909–920.
78. Kuzmany H. Acoustoelectric interaction in semiconductors. *Physica Status Solidi*, 2004. V. 25a. № 1. P. 9–67.
79. Ворвихвост С. М., Жовнір М. Ф. Акустoeлектронне підсилення поверхневих акустичних хвиль в структурах п'єзoeлектрик-напівпровідник / *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. V наук.– практ. конф. НТУУ «КПІ»*. Київ, 2011. С. 41–42.
80. Vorvikhvost S. M., Zhovnir M. F. Air-gap Type Acoustoelectronic Surface Acoustic Wave Amplifier. *Electronics and Nanotechnology. Proc. of the XXXII International Scientific Conference . ELNANO -2012*. Kyiv, 2012. P. 65–66
81. Дубровський В. І., Черненко Д. В., Жовнір М. Ф. Вимірювальний перетворювач на поверхневих акустичних хвилях. *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. IV наук.– практ. конф. НТУУ «КПІ»*. Київ, 2010. С. 31–32.

82. Герасименко Д. О., Жовнір М. Ф. Схемотехнічні принципи побудови сенсорів фізичних величин на поверхневих акустичних хвилях. *Актуальные научные исследования в современном мире: сб. науч. трудов XVI межд. науч. конф.* Переяслав – Хмельницький, 2016. № 8(16). Ч 1. С.46–53.
83. Zbrutsky A., Chernyak N., Skripkovsky G. Creation of low cost linear accelerometers for navigation and control systems / *Symposium Gyro Technology*, 2005. P. 4.1–4.11.
84. Kalinin V., Lohr R., Leigh A. Development of a calibration procedure for contactless torque and temperature sensors based on SAW resonators / *2008 IEEE Ultrasonics Symposium*, 2008. P. 1865–1868.
85. Hribsek M. F., Tomic D. V., Radosavljevic M. R. Surface Acoustic Wave Sensors in Mechanical Engineering / *FME Transactions*, 2010. № 38. P. 11–18.
86. Drafts B. Acoustic wave technology sensors / *IEEE Trans Microw Theory*, 2001. V. 49, № 4. P. 795–802.
87. Крышталь Р. Г., Медведь А. В. Одноканальный датчик на горизонтально–сдвиговых поверхностных акустических волнах для идентификации веществ в жидкой фазе / *Письма в ЖТФ*, 2010. Том.36. Вып. 2. С. 31–38.
88. Claude Wu. Fabrication of surface acoustic wave sensors for early cancer detection / *NNIN REU Research Accomplishments*, 2006. *Biological Applications*. P. 28–29.
89. Fachberger R., Erlacher A. Monitoring of the temperature inside a lining of a metallurgical vessel using a SAW temperature sensor / *Procedia Chemistry*, 2009. № 1(1). P. 1239–1242.
90. Ворвихвост С. М., Жовнір М. Ф. Датчик тиску на поверхневих акустичних хвилях з інтегрованою мембраною / *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. VII наук.– практ. конф. НТУУ «КПІ»*. Київ, 2013. С. 52–55.

91. Лепих Я. И. Датчик давления с тензочувствительным преобразователем на поверхностных акустических волнах / *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, 2004. № 3. С. 53–54.
92. Особенности разработки датчиков давления на ПАВ для АЭС / Я. И. Лепих та інш. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, 2002. № 2. С. 58–62.
93. Лепих Я. И. Датчик угла поворота генераторного типа с элементом на поверхностных акустических волнах / *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, 2009. № 3. С. 24–25.
94. Деформационные, температурные и гироскопические эффекты в автогенераторах на поверхностных акустических волнах / М. А. Павловский та ін. *Механика гироскопических систем*, 1990. № 6. 50–56.
95. Черняк Н. Г., Жовнир Н. Ф., Черненко Д. В. Акустоэлектронные измерительные преобразователи механических величин для информационно-измерительных систем. *Гіротехнології, навігація, керування рухом і конструювання авіаційно-космічної техніки: зб. мат. VIII міжн. наук.–техн. конф.* Київ, 2011. С. 75–82.
96. Ishido M. Acoustic wave-based voltage sensors / *Sensors and Actuators*, 1994. № 44. P. 183–189.
97. Medved A. V. Highly sensitive electrostatic voltage sensor on SAW double – waveguides / *Elec. Lett.*, 1990. V. 26. № 14. P. 973–975.
98. Джоши Ш. Дж. Датчик напряжения на поверхностных акустических волнах с повышенной чувствительностью / *ТИИЭР*, 1984. С. 211–212.
99. Никитин С. А. Гигантское магнитосопротивление / *Соросовский обозревательный журнал*, 2004. № 8(2). С. 92–98.
100. Бейкер Д. П., Эпштейн М., Ван ден Хойвель А. П. Использование переменной линии задержки на поверхностной акустической волне для точного контроля и задания положения / *Приборы для научных исследований*, 1974. № 1. С.30–33.
101. Жовнир Н. Ф., Кривоконь И. А., Лопушенко В. К., Черняк Н. Г. Пьезоэлектронные преобразователи перемещений / *Пьезоэлектрические*

- приводы и датчики: сб. мат. межд. науч. – практ. конф. Обнинск, Россия, 1993. С. 17.
102. Лопушенко В. К., Лепих Я. И., Жовнир Н. Ф., Поддубный В. А. Особенности создания волноводных структур для датчиков линейных и угловых перемещений на ПАВ / *Зб. мат. 3-ої Міжнародної наук.-техн. конф. «Сенсорна електроніка та мікросистемні технології. СЕМСТ-3»*. Одеса, 2008. С. 113.
 103. Сенсоры в конструкции «двойная линия задержки на ПАВ без чувствительного покрытия» в качестве датчиков в приборах анализа газовых сред / Э. И. Соборовер и др.: сб. мат. межд. науч. – техн. конф. «Intermatic–2011». М.: МИРЭА, 2011. Ч. 1. С.118–123.
 104. Лепіх Я. І. Дослідження газосенсорних властивостей елементів на поверхневих акустичних хвилях з плівковими структурами / *Науковий вісник Чернівецького університету*, 2000. № 86. Фізика. Електроніка. С. 95–99.
 105. Анисимкин В. И., Котелянский И. М., Верона Э. Анализ газов и индуцируемых ими поверхностных процессов с помощью поверхностных акустических волн / *Журнал технической физики*, 1998. Т. 68. № 2. С. 73–81.
 106. ZnO Nanostructures as Sensing Element of Acoustic Wave Sensor / O. Bogdan та ін. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2012. № 6/12(60). P. 16–22.
 107. Ульянова В., Орлов А., Зацерин А. Двопортовый ПАВ сенсор с наностержнями ZnO в качестве чувствительного элемента / *Sensor Electronics and Microsystem Technologies*, 2015. Т. 12. № 1. С. 63–69.
 108. Reindl L. SAW-Based Radio Tag and Sensor Systems / *Proc. International Conference on New Piezoelectric Materials and High Performance Acoustic Wave Devices*, 2002. P. 71–78.
 109. Reindl L. Wireless Passive Sensors: Basic Principles and Performances / *IEEE SENSORS*, 2008. P. 1607–1610.
 110. Pohl A. A review of wireless SAW sensors / *IEEE Transactions on ultrasonics*,

- ferroelectrics, and frequency control*, 2000. V.47. № 2. P. 317–332.
111. Денбновецький С. В., Лещишин О. В. Електронні системи: навч. посіб. К.: НТУУ «КПІ», 2011. 288 с.
 112. Богословский С. В. Чувствительные элементы датчиков на дисперсионных линиях задержки / *Научное приборостроение. Приборы, исследования, методики*, 2009. Т.19. № 2. С. 70–75.
 113. Белов Л. ПАВ-датчики вязкости и температуры жидких сред компании VECTRON INTERNATIONAL / *Электроника: Наука, Технология, Бизнес*, 2009. № 2. С. 34–38.
 114. Елисеев Н. Перспективные ПАВ-датчики TRANSENSE/HONEYWELL / *Электроника: Наука, Технология, Бизнес*, 2008. № 1. С. 40–45.
 115. Кузьменко О. М., Жовнір М. Ф. Сенсор на поверхневих акустичних хвилях для дистанційного вимірювання температури / *Вісник Кременчуцького національного університету імені Михайла Остроградського*, 2013. № 3/2013 (80). С.113-117.
 116. Пат. на корисну модель 88694 Україна. Сенсор фізичної величини на поверхневих акустичних хвилях / М. Ф. Жовнір, О. М. Кузьменко, Л. Д. Писаренко, Д. В. Черненко; № u201312927; заявл. 07.11.2013; опубл. 25.03.2014; бюл. № 6.
 117. Пат. на корисну модель 94022 Україна. Сенсор вологості на поверхневих акустичних хвилях / М. Ф. Жовнір, О. М. Кузьменко, Л. Д. Писаренко; № u2014 05095; заявл. 14.05.2014; опубл. 27.10.2014; бюл. № 20.
 118. Zhovnir M. F., Kuzmenko O. M, Pokutnyi S. I. Radio SAW–Sensors for Physical Parameters Measurement / *Journal of Applied Chemistry*, 2015. № 3(1). P. 7–13.
 119. Zakonov Y. S., Zhovnir M. F, Pysarenko L. D. Surface Acoustic Wave Sensors for Humidity Distance Measuring / *Proceedings of the XII International Conference «Electronics and Applied Physics»*. Kyiv, 2016. P.249–250.
 120. Гайдамака В. В., Жовнір М. Ф. Безпроводний датчик магнітного поля / *Перспективні напрямки сучасної електроніки: мат. ІХ наук.–практ. конф. НТУУ «КПІ»*. Київ. 2015. С 97–100.

121. Катаев В. Ф., Крейс И. В. Радиосистема удаленного контроля деформации конструкций в строительстве и машиностроении с применением акустоэлектронных ПАВ-датчиков на основе линий задержки / *Прикаспийский журнал: Управление и высокие технологии*, 2009. № 1(5). С.31–35.
122. Датчик перемещения на поверхностных акустических волнах / Л. С. Лунин и др. *Материалы электронной техники*, 2013. № 2. С. 39–43.
123. Kalinin V. Passive wireless strain and temperature sensors based on SAW devices / *Proc. of IEEE Radio & Wireless Conference*. Atlanta, 2004. P. 187–190.
124. Карапетьян Г. Я., Катаев В. Ф. Пассивный датчик на поверхностных акустических волнах для дистанционного контроля параметров / *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, 2006. № 5(65) С. 53–54.
125. Пат. 2009/0109048 A1 США. Wireless surface acoustic wave-based proximity sensor, sensing system and method / A. Spivak, C. Lin; № 11/977,301; заявл. 24.10.2007; опубл. 30.04.2009.
126. Пат. 2006/0236782 A1 США. Torque sensor with inverted sensing element and integral shaft housing / R. J. Hasken; заявл. 26.04.2005; опубл. 26.10.2006.
127. Пат. 2007/0068278A1 США. Torque sensor / Zt Liu J, S. J. Magee; № 11/2336879; заявл. 23.09.2005; опубл. 29.03.2007.
128. Kalinin V., Bown G., Leigh A. Contactless Torque and Temperature Sensor Based on SAW Resonators / *Proc. of 2006 IEEE Int. Ultrasonics Symposium*. Vancouver (Canada), 2006. P. 1490–1493.
129. Пат. 2009/0001850 A1 США. SAW sensor with adjustable preload / V. A. Kalinin, R. D. Lohr, A. J. Leigh; № 12/190,986; заявл. 13.08.2008; опубл. 01.01.2009.
130. Пат. 2010/0127834 A1 США. Passive surface acoustic wave sensing system / C. Cobianu, I. Georgescu, B. Cazimir; № 12/626,407; заявл. 25.11.2009; опубл. 27.05.2010.

131. Пат. 7,695,993 B2 США. Matrix nanocomposite sensing film for SAW/BAW based hydrogen sulphide sensor and method for making same / Serban Bogdan-Catalin, Voicu Stefan I, Costea Stefan-Dan , Cobianu Cornel P; заявл. 07.05.2008; опубл. 13.04.2010.
132. Пат. 2371841 С2 Росія. Акустоэлектронный ПАВ-сенсор / М. Ю. Двоешерстов; заявл. 30.11.2007; опубл. 27.10.2009; бюл. № 30.
133. Датчики на поверхностных акустических волнах для дистанционного контроля температуры / В. Ф. Катаев и др. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, 2008. № 5. С. 31 – 32.
134. Fachberger R., Erlacher A. Monitoring of the temperature inside a lining of a metallurgical vessel using a SAW temperature sensor / *Proceedings of Eurosensors XXIII conference*, 2009. Procedia Chemistry 1. P. 1239–1242.
135. Matsuzaki R., Todoroki A. Wireless Monitoring of Automobile Tires for Intelligent Tires / *Sensors*, 2008. V. 8. P. 8123–8138.
136. Пат. 2010/0105079 A1 США. Bio surface acoustic wave (SAW) resonator amplification with nanoparticles for detection of a target analyte / P. Warthoe; № 12/451,611; заявл. 02.06.2008; опубл. 29.04.2010.
137. Kumar S., Gil-Ho Kim, Sreenivas K, Tandon R. P. ZnO based surface acoustic wave ultraviolet photo sensor / *J Electroceram*, 2009. V. 22. P. 198–202.
138. Chang Ku-Shang. Chang Chen-Kai, Chen Chien-Yuan. A surface acoustic wave sensor modified from a wireless transmitter for the monitoring of the growth of bacteria / *Sensors and Actuators* (Elsevier), 2007. V. B. № 125. P. 207–213.
139. Пат. 2368099 С1 Росія. Гидрофон на поверхностных акустических волнах / М. Ю. Двоешерстов; заявл. 09.01.2008; опубл. 20.09.2009; бюл. № 26.
140. Schmind F., School G. Wireless SAW identification and sensor systems / *Advances in surface acoustic wave technology, systems and applications*. V. 2. Editors Clemens C. W. Ruppel, Tor A. Fieldly. Singapore: World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd, 2001. 368 p.
141. Reindl L. Wireless Passive SAW Identification Marks and Sensors / *Acoustic wave devices for further mobile communication systems: international*

- Symposium. Chiba (Japan). 2004. P. 158–163.*
142. Mackensen E., Reindl L. Wireless Passive SAW Identification Marks and Sensors / *Smart Sensors and MEMS*, 2004. № 181. P. 155–202.
 143. Пат. 2006/0283252 A1 США. Passive acoustic wave sensor system / Zt Liu J., M. L. Rhodes, A. Rahman; № 11/157,103; заявл. 17.06.2005; опубл. 21.12.2006.
 144. CDMA for wireless SAW sensor application / G. Ostermayer and oth. *Proc. IEEE Int. Symp. Spread Spectrum Techniques Appl*, 1996. P. 795–799.
 145. Kalinin V. Passive wireless strain and temperature sensors based on SAW devices / *Proc. of IEEE Radio & Wireless Conference. Atlanta*, 2004. P. 187–190.
 146. SAW RFID Spread Spectrum OFC and TDM Technology / J. M. Pavlina and oth. / *International Conference on RFID*, 2009. P. 110–116.
 147. Пат. на винахід 3040 Україна. Акустoeлектронний спосіб визначення переміщення об'єкта / Ю. О. Скрипник, А. С. Довгополий, М. Ф. Жовнір, В. І. Скрипник; № 4897758/SU; заявл. 29.12.1990; опубл. 26.12.1994; бюл. № 5.
 148. Жовнір Н. Ф. Измерительный преобразователь перемещений на основе использования фазовых набегов ПАВ. *Проблемы физической и биомедицинской электроники: сб. мат. межд. науч.- техн. конф.* Киев. 1996. С. 279–283.
 149. Дербанов Є. П., Коротков М. І., Жовнір М. Ф. Акустoeлектронний перетворювач лінійних та кутових переміщень / *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. IX наук.– практ. конф. НТУУ «КПІ»*. Київ, 2015. С. 105–109.
 150. Жовнір М. Ф. Перетворювач переміщень з використанням фазових набігань електричного поля поверхневих акустичних хвиль / *Електроніка та зв'язок*, 2017. Том 22. № 1(96). С. 58–68.
 151. Жовнір М. Ф. Вимірювальний перетворювач кутових переміщень з використанням фазових набігань електричного поля поверхневих акустичних хвиль / *Мікросистеми, Електроніка та Акустика*, 2017. Том

22. № 5(100). С.20–28.
152. Нещерет А. О., Жовнір М. Ф. Компенсація зовнішнього впливу в вимірювальних перетворювачах на поверхневих акустичних хвилях. *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. VIII наук.–практ. конф. НТУУ «КПІ», Київ, 2014. С. 62–164.*
153. Жовнір М. Ф., Шостак О. В. Оцінка потенційних роздільної здатності і точності вимірювальних перетворювачів лінійних та кутових переміщень на базі використання фазових набігань поверхневих акустичних хвиль / *Електроніка та зв'язок*, 2015. Том. 20. № 3(86). С. 101–106.
154. Орлов В. С., Бондаренко В. С. Фильтры на поверхностных акустических волнах. М.: *Радио и связь*, 1984. 272 с.
155. Кайно Г. Акустические волны: устройства, визуализация и аналоговая обработка сигналов: пер. с англ. под ред. О. В. Руденко. М.: *Мир*, 1990. 656 с.
156. Морган Д. Устройства обработки сигналов на поверхностных акустических волнах: пер. с англ. под ред. С. И. Баскакова. М.: *Радио и связь*, 1990. 416 с.
157. Дьелесан Э., Руайе Д. Упругие волны в твердых телах: пер. с франц. под ред. В. В. Леманова. М.: *Наука*, 1982. 424 с.
158. Фильтры на поверхностных акустических волнах: Расчет, технология и применение: пер. с англ. под ред. Г. Мэттьюза. М.: *Радио и связь*, 1981. 472 с.
159. Интегральные пьезоэлектрические устройства фильтрации и обработки сигналов: справ. пособие / В. В. Дмитриев и др. под ред. Б. Ф. Высоцкого, В. В. Дмитриева. М.: *Радио и связь*, 1985. 176 с.
160. Акустические кристаллы: Справочник / А. А. Блистанова и др. под ред. М. П. Шаскольской. М.: *Наука*, 1982. 632 с.
161. Морозов А.И., Проклов В.В., Станковский Б.А. Пьезоэлектрические преобразователи для радиоэлектронных устройств. М.: *Радио и связь*, 1981. 184 с.
162. Шермергор Т. Д., Стрельцова Н. Н. Пленочные пьезоэлектрики. М.: *Радио*

- и связь*, 1986. 136 с.
163. Жовнір М. Ф. Математична модель первинного перетворювача лінійних переміщень з рухомим приймачем поверхневих акустичних хвиль / *Вісник НТУ «ХПІ»*. Серія «Механіко-технологічні системи та комплекси», 2016. № 7(1179). С. 48–57.
 164. Жовнір М. Ф., Дідківський А. А., Усатюк О. В. Математична модель перетворювача мікропереміщень на поверхневих акустичних хвилях. *Електроніка та зв'язок. Тем. випуск, частина 1*. 2006. С. 35–37.
 165. Павловский М. А., Лопушенко В. К., Жовнір М. Ф., Черняк М. Г. Математична модель вимірювального перетворювача лінійних переміщень на поверхневих акустичних хвилях. *Механіка гіроскопічних систем*. 1997. № 14. С. 40–46.
 166. Жовнір М. Ф., Бітов М. В., Писаренко Л. Д. Вимірювальні перетворювачі мікропереміщень та тиску на поверхневих акустичних хвилях / *Електроніка та зв'язок*, 2016. Том 21. № 4(93). С. 49–57.
 167. Викторов И. А. Звуковые поверхностные волны в твердых телах. М.: *Наука*, 1981. 280 с.
 168. Поверхностные акустические волны : пер. с англ. под ред. А.Олинера. – М.: *Мир*, 1981. 390 с.
 169. Поверхностные акустические волны в неоднородных среда / С. В. Бирюков и др. М.: *Наука*, 1991. 416 с.
 170. Нелинейные акустоэлектронные устройства и их применение / В.С.Бондаренко, Б.Г.Бочков, В.Л.Громашевский, Б.В.Соболев. Под ред. В.С.Бондаренко. М.: *Радио и связь*, 1985. 160 с.
 171. Жовнір М. Ф. Математична модель первинного перетворювача кутових переміщень з кільцевим п'єзоелектричним хвилеводом поверхневих акустичних хвиль / *Вісник НТУ «ХПІ»*. Серія «Механіко-технологічні системи та комплекси», 2016. № 49(1221). С. 42–51.
 172. Жовнир Н. Ф., Дидковский А. А., Ковтун Р. И., Наушенко С. С. Математическая модель измерительного преобразователя угловых перемещений на ПАВ. *Электроника и связь*, 2001. № 11. С. 74–77.

173. Плешка Т. Є., Жовнір М. Ф. Резонатор на біжучих поверхневих акустичних хвилях. *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. XI наук.–практ. конф. НТУУ «КПІ», Київ, 2017. С. 101–106.*
174. Zhovnir M. F., Pysarenko L. D., Pleshka T. E. Comb filter based on SAW-resonator of running wave / *Electronics and Applied Physics: Proceedings of the XII International Conference*. Kyiv, 2017. P.213–214.
175. Пат. на изобретение 1833500 СССР. Способ измерения угловой скорости и устройство для его осуществления / Ю. А. Скрипник, А. С. Довгополый, Н. Ф. Жовнир, В. И. Скрипник, А. В. Дубовенко; № 5050152/10; заявл. 29.12.1991; опубл. 07.08.1993; бюл. № 29.
176. Пат. на корисну модель 10840 Україна. Спосіб вимірювання кутової швидкості та пристрій для його здійснення / Ю. О. Скрипник, А. С. Довгополий, М. Ф. Жовнір, В. І. Скрипник; № 93005409; заявл. 26.03.1993; опубл. 25.12.1996; бюл. № 4.
177. Пат. на корисну модель 115968 Україна. Датчик для вимірювання кутової швидкості об'єктів / М. Ф. Жовнір, Л. Д. Писаренко, А. В. Іващук, О. О. Олійник, М. В. Бітов, Т. Є. Плешка, Є. С. Законов; № u201606028; заявл. 03.06.2016; опубл. 10.05.2017; бюл. № 9.
178. Жовнір М. Ф. Акустoeлектронний перетворювач кутової швидкості. *Електроніка та зв'язок*, 2017. Том 22. № 4(99). С. 44–50.
179. Радиотехнические системы: учеб. для вузов / Ю. П. Гришин, В. П. Ипатов, Ю. М. Казаринов и др. ; под. ред. Ю. М. Казарина. М.: *Высш.шк.*, 1990. 496 с.
180. Возбуждение поверхностных акустических волн в непьезоэлектриках встречно-штыревыми преобразователями с пленками / А.С.Андреев, В.И.Анисимкин, И.М.Котелянский и др. / *Микроэлектроника*, 1978. № 19. С. 277–279.
181. Гранкин И. М., Лопушенко В. К., Погребняк В. П. Слоистые микроструктуры на ПАВ на основе пленок окиси цинка / *Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника*, 1981. Т.26. № 11. С.70–73.

182. Анисимкин В.И., Котелянский И.М. Влияние особенностей распространения ПАВ в слоистых структурах на рабочие характеристики ПАВ-устройств / *Науч.тр.Моск.энерг.ин-та*, 1983. № 22. С.123–127.
183. Дисперсионные характеристики волн Рэллея в слоистой системе стекло С79-2 – тонкая пленка оксида цинка / И.М.Гранкин, В.К.Лопушенко, Ю.В.Непочатых, Ю.Ю.Бородий / *Вестн. Киев. политехн. ин-та. Сер. Радиотехника*, 1983. Вып.19. С.59–61.
184. Kino G.S., Wagers R.S. Theory of interdigital couplers on nonpiezoelectric substrates / *Jornal of Applied Physics*, 1973. V. 44, № 4. P.1480–1488.
185. Гуревич Г.Л., Пасхин В.М. К теории волноводов для поверхностных акустических волн / *Акустический журнал*, 1974. Т. 20. № 2. С. 222–227.
186. Бирюков С.В. Слоистые волноводы поверхностных акустических волн / *Акустический журнал*, 1979. Т. 25. № 1. С. 36–43.
187. Tiersten H.F. Elastic Surface Waves Luided by Thin film. / *Jornal of Applied Physics*, 1969. V. 40. № 2. P. 770–789.
188. Жовнір М. Ф. П'єзоелектричні плівкові хвильоводи поверхневих акустичних хвиль / *Журнал нано- та електронної фізики*, 2016. Том. 8. № 4(1). С. 04007-1- 04007-7.
189. Плешка Т. Є., Жовнір М.Ф. П'єзоелектричні хвильоводи для вимірювальних перетворювачів на поверхневих акустичних хвилях. *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. X наук. – практ. конф.* Київ. НТУУ «КПІ», 2016. С. 94–100.
190. Zhovnir M. F., Pleshka T. E. Mathematical Model of Piezoelectric Film Waveguide Surface Acoustic Wave / *Electronics and Applied Physics: Proceedings of the XII International Conference*. Kyiv, 2016. P. 83–84.
191. Green J.B., Kino G.S., Khuri - Yacub B.T. Focused surface wave transducers on anisotropic substrates : a theory developed for the waveguided storage correlator / *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium*, 1980. P. 69–73.
192. Кузьмин С.В., Карташев В.Г. Возбуждение акустоэлектронного волновода / *Труды Москов. энергет. ин-та*, 1981. № 536. С. 51–55.
193. Дубовенко А. В., Жовнір Н. Ф., Лопушенко В. К. Исследование

- поверхностных акустических волноводов и методов их возбуждения. *Вестн. Киев. политехн. ин-та. Сер. Электроакустика и звукотехника*, 1992. № 15. С. 47–49.
194. Лепіх Я. І., Лопушенко В. К., Піддубний В. О., Жовнір М. Ф. Особливості створення хвилеводних структур для датчиків переміщень на ПАХ. *Sensor Electronics and Microsystem Technologies*, 2008. № 3. С. 24–27.
 195. Davis K. L. , Weller J. F. Elastic convolver with parabolic horns / *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium*, 1980. 37–42.
 196. Maerfeld C., Defranould P., Farnell G.W. Some application of a nonsymmetrical multistrip coupler / *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium*. 1973. P.155–158.
 197. Defranould P., Maerfeld C. Acoustic convolver using multistrip beamwidth compressor // *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium*. 1974. P.224–227.
 198. Roy M.K. A Rayleigh wave compressor using V/V - type guidanse // *IEEE Trans., Sonics and Ultrasonics*. 1976. NNIN REU Research Accomplishments, 2006. Biological Applications. P. 28–29. V. SU-23, N4. P.276–279.
 199. Лопушенко В.К. Свойства пленок окиси цинка, полученных магнетронным методом / *Вестн. Киев. политехн. ин-та. Электроакустика и звукотехника*. К., 1988. Вып. 12. С. 56–61.
 200. Яковкин И.Б., Петров Д.В. Дифракция света на акустических поверхностных волнах. *Новосибирск: Наука*, 1979. 182 с.
 201. Гриц В.Г., Запунный А.П., Хаустов В.К. Измерение скорости поверхностных акустических волн оптическим фазочувствительным методом // *Вестн. Киев. политехн. ин-та. Сер. Радиотехника*. 1980. Вып.17. С.51-53.
 202. Методические указания к лабораторным работам по курсу "Акустоэлектроника": Конструирование и измерение параметров акустоэлектронных устройств / Ю.Н.Бородий, И.М.Гранкин, А.Н.Запунный и др. К.: *Киев. политехн. ин-т*, 1985. 48 с.
 203. Шитиков Г. Т. Стабильные автогенераторы метровых и дециметровых волн. М.: *Радио и связь*, 1983. 256 с.

204. Дворников А. А., Огурцов В. И., Уткин Г. М. Стабильные генераторы с фильтрами на поверхностных акустических волнах. М.: Радио и связь, 1983. 136 с.
205. Законов Є. С., Жовнір М. Ф. Високочастотний генератор на поверхневих акустичних хвилях. *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. Х наук.–практ. конф. НТУУ «КПІ»*. Київ, 2016. С. 59–64.
206. Бітов М. В., Жовнір М. Ф. Підсилювально-вибірковий блок для вимірювальних перетворювачів на поверхневих акустичних хвилях. *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. XI наук.–практ. конф. НТУУ «КПІ ім. Ігоря Сікорського»*. Київ, 2017. С. 55–61.
207. Жовнир Н. Ф., Черняк Н.Г., Дидковский А. А., Ковтун Р.И., Наушенко С. С. Измерительные преобразователи физических величин на ПАВ. *Электроника и связь*, 2003. № 18. С. 22–27.
208. Жовнір М. Ф., Черняк М. Г., Черненко Д. В., Шеремет Л. М. Вимірювальні перетворювачі фізичних величин на поверхневих акустичних хвилях. *Електроніка та зв'язок*, 2011. № 1. С. 153–157.
209. Павловский М. А., Дубовенко А. В., Жовнир Н. Ф. Измерительные преобразователи линейных и угловых перемещений на основе волноводов поверхностных акустических волн. *Механика гироскопических систем*, 1992. № 11. С. 83–86.
210. Разін О. В., Жовнір М. Ф. Вимірювальні перетворювачі переміщень на базі ПАХ-хвилеводів. *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. VI наук.–практ. конф. НТУУ «КПІ»*. Київ, 2012. С. 65–67.
211. Жовнір М. Ф., Олійник О. О. Розробка пристроїв на ПАХ для вимірювання лінійних та кутових переміщень / *Вісник НТУ «ХПІ»*. Серія «Механіко-технологічні системи та комплекси», 2015. № 52(1161). С. 60–65.
212. Олійник О. О., Жовнір М. Ф., Циганок Б. А. Розрахунок механічних напружень на основі вимірювань двопротинезаломлення у звукопроводах ПАХ-пристроїв / *Вісник НТУ «ХПІ»*. Серія «Механіко-технологічні системи та комплекси», 2016. № 7(1179). С. 66–71.

213. Zhovnir M., Chernyak M., Chernenko D., Sheremet L. Measuring transducers of physical quantities based on surface acoustic waves (SAW). *Electronics and Nanotechnology (ELNANO 2011): Proceedings of the XXXI International Scientific Conference*. 2011. P. 172.
214. Жовнір Н. Ф. Математическая модель преобразователя информации на поверхностных акустических волнах. *Электроника и связь*, 1997. № 2. Ч. 2. С. 297–301.
215. Пат. на корисну модель 71213 Україна. Пристрій на поверхневих акустичних хвилях для вимірювання тиску / М. Ф. Жовнір, М. Г. Черняк, А. А. Дідківський, С. С. Наушенко, Р. І. Ковтун, В. М. Дейнеко; № 20031210965; заявл. 03.12.2003; опубл. 15.11.2004; бюл. № 11.
216. Жовнір М. Ф., Олійник О. О., Писаренко Л. Д. Математичні моделі сенсорів мікропереміщень та тиску на основі збурення електричного поля поверхневих акустичних хвиль. *Журнал нано- та електронної фізики*. 2016. Том. 8. № 1. С. 01024-1- 01024-5.
217. Герасименко Д. О., Жовнір М. Ф., Писаренко Л. Д. Сенсор мікропереміщень та тиску на поверхневих акустичних хвилях. *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. XI наук.–практ. конф. НТУУ «КПІ»*. Київ, 2017. С. 45–50.
218. Сковчок Д. В., Жовнір М. Ф. Перетворювач акустичних сигналів на базі збурення електричного поля поверхневих акустичних хвиль. *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. X наук.–практ. конф. НТУУ «КПІ»*. Київ, 2016. С. 113–116.
219. Пономарев С. Д., Андреева Л. Е. Расчет упругих элементов машин и приборов. М.: *Машиностроение*, 1980. 326 с.
220. Жовнір М. Ф., Черняк М. Г., Дідківський А. А., Наушенко С.С., Дейнеко В. М. Фізико-технічні основи побудови вимірювального перетворювача мікропереміщень на поверхневих акустичних хвилях. *Електроніка та зв'язок*, 2004. № 23. С. 5–8.

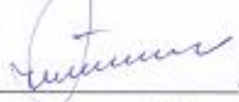
221. Пат. на корисну модель 55497 Україна. Пристрій на поверхневих акустичних хвилях для вимірювання тиску / М. Ф. Жовнір, М. Г. Черняк, Д. В. Черненко, Л. М. Шеремет; № u201008841; заявл. 15.07.2010; опубл. 10.12.2010; бюл. 23.
222. Черняк М. Г., Жовнір М. Ф. Моделювання та дослідження автогенераторного вимірювального перетворювача мікропереміщень на поверхневих акустичних хвилях. *Інформаційні системи, механіка та керування*. 2008. № 1. С. 39–47.
223. Пат. на корисну модель 77735 Україна. Вхідний/вихідний перетворювач для сенсорів на поверхневих акустичних хвилях / Д. В. Черненко, М. Ф. Жовнір; № u201209651; заявл. 09.08.2012; опубл. 25.02.2013; бюл. № 4.
224. Пат. на корисну модель 77898 Україна. Пасивна радіомітка на поверхневих акустичних хвилях / Д. В. Черненко, М. Ф. Жовнір; № u201211612; заявл. 08.10.2012; опубл. 25.02.2013; бюл. № 4.
225. Бітов М. В., Жовнір М. Ф. Система ідентифікації з безпроводними пасивними радіомітками на поверхневих акустичних хвилях. *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. X наук.– практ. конф. НТУУ «КПІ»*. Київ, 2016. С. 50–57.
226. Bitov M. V., Zhovnir M. F. Passive RFID-Mark at Surface Acoustic Waves. *Electronics and Applied Physics: Proceedings of the XII International Conference*. Kyiv. 2016. P. 63-64.
227. Chernenko D., Zhovnir M., Oliinyk O., Tsyganok B. Wireless Passive Sensor Using Frequency Coded SAW Structures. *The 35th International Spring Seminar on Electronics Technology „Power Electronics” (ISSE 2012). Bad Aussee (Austria)*, 2012. P. 424–428.
228. Черненко Д. В., Жовнір М. Ф. Моделювання безпроводних сенсорів на поверхневих акустичних хвилях. *Математичне та імітаційне моделювання систем МОДС'2012: зб. мат. 7-ої Міжн. наук.–практ. конф.* Чернігів-Жукив, 2012. С. 200–203.
229. Пат. на корисну модель 77113 Україна. Сенсор на поверхневих

- акустичних хвилях для вимірювання тиску / Д. В. Черненко, М. Ф. Жовнір; № u201209622; заявл. 08.08.2012; опубл. 25.01.2013; бюл. № 2.
230. Черненко Д. В., Кузьменко О. М., Жовнір М. Ф. Вимірювальні перетворювачі тиску на основі збурення електричного поля поверхневих акустичних хвиль / *Вісник Кременчуцького національного університету імені Михайла Остроградського*, 2013. № 1/2013(78). С. 62–66.
231. Зайцев М. С., Бурима О. О. Жовнір М. Ф. Радіосенсори на поверхневих акустичних хвилях. *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. IX наук.–практ. конф. НТУУ «КПІ»*, Київ, 2015. С. 112–114.
232. Бітов М. В., Жовнір М. Ф., Писаренко Л. Д., Плешка Т. Є. Акустoeлектронні перетворювачі з безконтактними чутливими елементами / *Електроніка та зв'язок*, 2017. Том. 22. № 3(98). С. 61–67.
233. Zhovnir M. F., Pysarenko L. D., Bitov M. V. Acoustoelectronic transducers of displacements with contactless sensitive elements / *Electronics and Applied Physics: Proceedings of the XIII International Conference*. Kyiv, 2017. P.205–206.
234. Дмитриев В. Ф. Устройства интегральной электроники: Акустоэлектроника. Основы теории расчета и проектирования: учеб. пособие. ГУАП. – СПб., 2006. 169 с.
235. Балышева О. Л. Материалы для акустоэлектронных устройств: учеб. пособие. ГУАП. – СПб., 2005. 50 с.

ДОДАТОК № 1

ПОГОДЖЕНО

Завідувач кафедри ЕП та П ФЕЛ
НТУУ «КПІ імені Ігоря Сікорського»


Л.Д.Писаренко
« 20 » 12 2016 р.

ЗАТВЕРДЖУЮ

Декал ФЕЛ НТУУ
«КПІ імені Ігоря Сікорського»



В.Я.Жуйков

« 20 » 12 2016 р.

ПРОТОКОЛ № 1

від 20.12.2016 р.

випробувань макету 3-х частотного генераторного блоку для акустоелектронних перетворювачів фізичних величин, розробленого кафедрою електронних приладів та пристроїв факультету електроніки НТУУ «КПІ імені Ігоря Сікорського» в рамках НДР «Дослідження вимірювальних перетворювачів фізичних величин на базі використання фазових набігань поверхневих акустичних хвиль» (Шифр ЕПП-3/2015; держ. реєстр. № 0115U006620; термін виконання: листопад 2015-грудень 2018 р.)

1. МІСЦЕ НА УМОВИ ПРОВЕДЕННЯ ВИПРОБОВУВАНЬ.

1.1. Випробування здійснювалось в лабораторії 101 кафедри електронних приладів та пристроїв факультету електроніки НТУУ «КПІ імені Ігоря Сікорського». Випробування проведено при нормальних умовах ($T=20^{\circ}\text{C}$).

1. 2. Випробувальне обладнання:

- прилад для вимірювання АЧХ чотириполюсників Х1-48;
- осцилограф С1-75;
- вимірювач частоти ЧЗ-54;
- блок живлення ВІП-010 ;
- вольтметр цифровий В7-16А.

2. ОБ'ЄКТИ ВИПРОБУВАННЯ:

2.1 Експериментальні зразки ліній затримки на поверхневих акустичних хвилях (ЛЗ на ПАХ) на частоти: 70,62 МГц (3 екз.); 69,52 МГц (3 екз.); 71,69 МГц (3 екз.).

Технічні параметри ЛЗ на ПАХ згідно технічного завдання:

- відхилення центральних частот: $f_0 \pm 0,1 \%$
- смуга пропускання: 385 кГц $\pm 5 \%$;
- вносимі втрати: не більше 20 дБ.

2.2. Експериментальний зразок 3-х частотного генераторного блоку для акустoeлектронних перетворювачів фізичних величин

Технічні параметри згідно технічного завдання:

- діапазон перестроювання частоти кожного генератора: не менше 350 кГц;
- амплітуда вихідного сигналу генератора при вимкненні двох інших: не менше 1,3 В;
- напруга живлення: $-12\text{ В} \pm 5\%$;
- струм споживання: не більше 0,25 А.

2.3. На рис. 1 представлено конструкції ЛЗ на ПАХ та макету 3-х частотного генераторного блоку на основі ПАХ-генераторів.

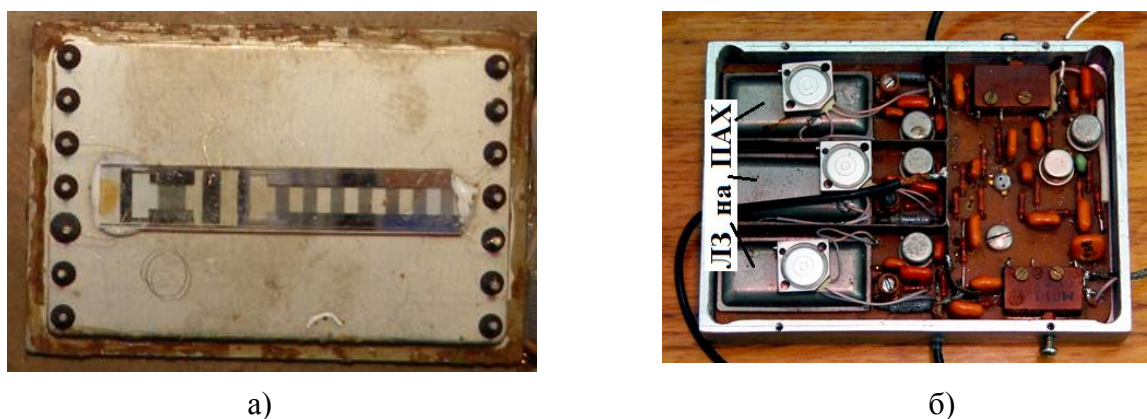


Рис. 1. Конструкції ЛЗ на ПАХ (а) та макету 3-х частотного генераторного блоку на основі ПАХ-генераторів (б)

3. ПРОГРАМА ВИПРОБОВУВАНЬ.

3.1. Структурна схема установки для випробувань ЛЗ на ПАХ представлена на рис.2.

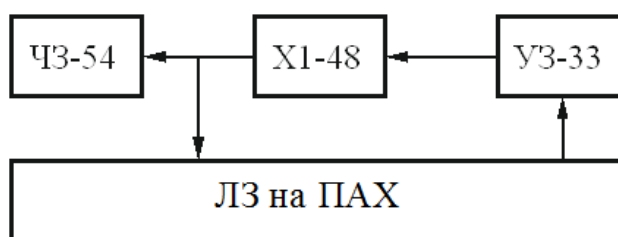


Рис.1. Структурна схема установки для випробувань ЛЗ на ПАХ

3.2. Методика випробувань ЛЗ на ПАХ

Вимірювання електричних характеристик смугових ЛЗ на ПАХ здійснюється в стандартному вимірювальному тракті з хвильовим опором 50 Ом за допомогою вимірювача амплітудно-частотних характеристик чотирьохполюсників Х1-48 (рис.1) згідно методики, викладеної в Інструкції з експлуатації приладу Х1-48. Результати випробувань зведені у табл. 1.

Таблиця 1

Електричні параметри експериментальних зразків смугових ЛЗ на ПАХ

Номер частоти	№ зразку	Вносимі втрати, дБ	Центральна частота f_0 , МГц	Смуга пропускання на рівні – 3 дБ Δf_{-3} , МГц	Рівень першого бічного пелюстка $\alpha_{\text{гар}}$, дБ
1	1	17,5	70,640	0,390	10,5
	2	18,3	70,615	0,385	11,0
	3	18,5	70,655	0,380	9,5
2	1	19,0	69,59	0,395	9,0
	2	18,7	69,48	0,383	10,5
	3	17,8	69, 60	0,397	9,2
3	1	17,7	71,65	0,387	10,0
	2	19,0	71,73	0,400	8,7
	3	18,9	71,62	0,393	9,4

Осередненні результати випробувань: відхилення центральних частот знаходиться в межах $f_0 \pm 0,1 \%$; смуги пропускання ЛЗ на ПАХ знаходяться у межах 380...400 кГц, вносимі втрати – 17,5...19,0 дБ. Гарантоване ослаблення сигналів за смугами пропускання не менше -8,7 дБ.

Таким чином, електричні параметри експериментальних зразків смугових ЛЗ на ПАХ знаходяться в межах, визначених технічними вимогами.

4. Методика випробувань 3-х частотного генераторного блоку

4.1. Структурна схема установки для випробувань 3-х частотного генераторного блоку представлена на рис.2.



Рис.2. Структурна схема установки для випробувань 3-х частотного генераторного блоку

4.2. Методика випробувань експериментального зразку 3-х частотного генераторного блоку

Визначення параметрів 3-х частотного генераторного блоку здійснюється згідно стандартних методик для вимірювання форми, амплітуди та частоти синусоїдальних електричних сигналів, викладених в Інструкціях з експлуатації вимірювальних приладів (рис.2).

Порядок проведення випробувань:

- ввімкнути напруги живлення;
- перевірити режими по сталому струму, напруга живлення: $-12 \text{ В} \pm 5 \%$;
- виміряти вихідну напругу за допомогою осцилографа С1-75 та частоту за допомогою вимірювача частоти ЧЗ-54 кожного генератора при вимкненні двох інших. Напруга повинна бути в інтервалі $1,2 \dots 1,6 \text{ В}$, а частоти - близькі до значень: $70,62 \text{ МГц}$; $69,52 \text{ МГц}$; $71,69 \text{ МГц}$;
- подаючи керуючу напругу на роз'єми X1 в інтервалі $0 \dots 10 \text{ В}$ виміряти діапазони перестроювання частоти кожного генератора, спостерігаючи при цьому форму вихідних сигналів. В процесі перестроювання частоти вимірювати також амплітуду сигналів на контрольних роз'ємах X2 за допомогою осцилографу С1-75;
- степінь розв'язку між каналами визначати шляхом вимірювання сигналу на виході вимкненого каналу при ввімкненні іншого;
- короткочасна нестабільність частоти визначалася за формулою

$$\delta_k = \delta f / f_0 = (f_{\max} - f_{\min} / f_{\text{cp}}), \text{ де } f_{\text{cp}} = \sum_{i=1}^m f_i / m; f_i - \text{значення частоти при } i - \text{му}$$

вимірюванні; m – кількість вимірювань; f_{\max} та f_{\min} – максимальне та мінімальне значення частоти, що отримані в процесі m вимірювань. Час вимірювання 1 с. Кількість вимірювань не менше 10.

Результати випробувань електричних параметрів 3-х частотного генераторного блоку зведені у табл. 2.

Таблиця 2

Електричні параметри макету 3-х частотного генераторного блоку

Параметр	Одиниця вимірювання	Генератори на частоті $f_{1,2,3}$		
		f_2	f_1	f_3
Центральна частота	МГц	69,52	70,62	71,69
Діапазон перестроювання частоти	МГц	0,365	0,380	0,385
Короткочасна нестабільність частоти	1/с	5×10^{-8}	5×10^{-8}	5×10^{-8}
Керуюча напруга	В	0...7,85	0,2...8,89	3,6...8,0
Амплітуда сигналу на контрольному виході	В	0,45	0,5	0,55
Амплітуда вихідного сигналу генератора при вимкненні двох інших	В	1,4	1,4	1,5
Розв'язок між каналами	дБ	Не менше 30	Не менше 30	Не менше 30
Напруга живлення	В	-12 В \pm 5%	-12 В \pm 5%	-12 В \pm 5%
Струм споживання	А	0,23	0,23	0,24

Висновок: Електричні параметри макету 3-х частотного генераторного блоку відповідають технічному завданню.

Випробування проведені комісією:

Науковий керівник розробки,

доцент кафедри ЕП та П, к.т.н., с.н.с.

Жовнір М.Ф.

Доцент кафедри ЕП та П, к.т.н.

Цибульський Л.Ю.

Провідний інженер кафедри ЕП та П

Сидоренко С.Б.



ДОДАТОК № 2

ПОГОДЖЕНО

Завідувач кафедри ЕП та П ФЕЛ
НТУУ «КПІ імені Ігоря Сікорського»

 Л.Д.Писаренко

« 28 » 12 2016 р.

ЗАТВЕРДЖУЮ

Декан ФЕЛ НТУУ

«КПІ імені Ігоря Сікорського»

 В.Я.Жуйков

« 28 » 12 2016 р.



ПРОТОКОЛ № 2

від 28.12.2016 р.

випробувань макету 3-х частотного блоку підсилення та фільтрації вихідних сигналів акустoeлектронних перетворювачів фізичних величин, розробленого кафедрою електронних приладів та пристроїв факультету електроніки НТУУ «КПІ імені Ігоря Сікорського» в рамках НДР «Дослідження вимірювальних перетворювачів фізичних величин на базі використання фазових набігань поверхневих акустичних хвиль» (Шифр ЕПП-3/2015; держ. реєстр. № 0115U006620; термін виконання: листопад 2015-грудень 2018 р.)

1. МІСЦЕ НА УМОВИ ПРОВЕДЕННЯ ВИПРОБОВУВАНЬ.

1.1. Випробування здійснювалось в лабораторії 101 кафедри електронних приладів та пристроїв факультету електроніки НТУУ «КПІ імені Ігоря Сікорського». Випробування проведено при нормальних умовах ($T=20^{\circ}\text{C}$).

1. 2. Випробувальне обладнання:

- прилад для вимірювання АЧХ чотириполюсників Х1-48;
- осцилограф С1-75;
- вимірювач частоти ЧЗ-54;
- генератор високочастотний Г4-143;
- високочастотний підсилювач УЗ-33;
- блок живлення ВІП-010 ;
- вольтметр цифровий В7-16А.

2. ОБ'ЄКТИ ВИПРОБУВАННЯ:

2.1 Експериментальні зразки смугових ПАХ-фільтрів на частоти:

70,62 МГц (3 екз.); 69,52 МГц (3 екз.); 71,69 МГц (3 екз.).

Технічні параметри смугових ПАХ-фільтрів згідно технічного завдання:

- відхилення центральних частот: $f_0 \pm 0,1 \%$
- смуга пропускання: $390 \text{ кГц} \pm 5 \%$;
- вносимі втрати: не більше 20 дБ;
- рівень бічних пелюсток: не менше -45 дБ.

2.2. Макети 3-частотного блоку підсилення та фільтрації вихідних сигналів акустoeлектронних перетворювачів фізичних величин (2 екз.):

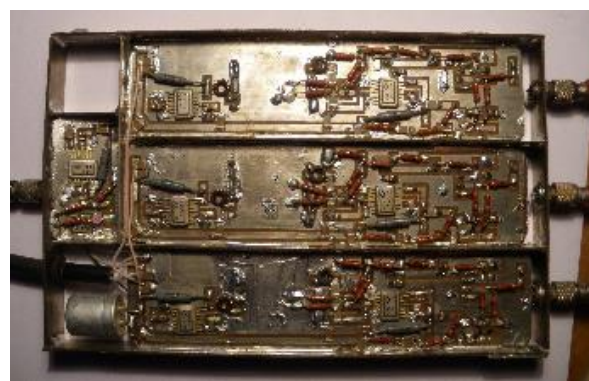
Технічні параметри смугових ПАХ-фільтрів згідно технічного завдання:

- частоти вхідного сигналу: 70,62 МГц; 69,52 МГц; 71,69 МГц;
- рівень вхідного сигналу: 0,3...1,0 В;
- рівень вихідного сигналу: не менше 0,10 В.
- напруга живлення: $+6,3 \text{ В} \pm 5 \%$;
- струм споживання: не більше 0,35 А.

2.3. На рис. 1 представлено конструкції ПАХ-фільтру та макету 3-х частотного блоку підсилення та фільтрації вихідних сигналів акустoeлектронних перетворювачів фізичних величин.



а)



б)

Рис. 1. Конструкції ПАХ-фільтру та макету 3-х частотного блоку підсилення та фільтрації вихідних сигналів акустoeлектронних перетворювачів фізичних величин

3. ПРОГРАМА ВИПРОБОВУВАНЬ.

3.1. Структурна схема установки для випробувань ПАХ-фільтра представлена на рис.2.

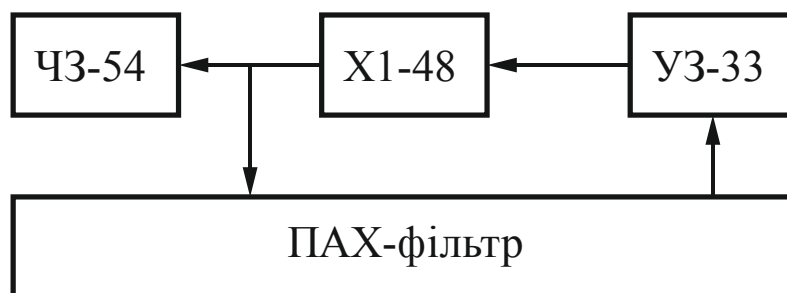


Рис.2. Структурна схема установки для випробувань ПАХ-фільтра

3.2. Методика випробувань смугових ПАХ-фільтрів.

Вимірювання електричних характеристик смугових ПАХ-фільтрів здійснювалось в стандартному вимірювальному тракті з хвильовим опором 50 Ом за допомогою вимірювача амплітудно-частотних характеристик чотириполюсників Х1-48 (рис.2) згідно методики, викладеної в Інструкції з експлуатації приладу Х1-48. Результати випробувань зведені у табл. 1.

Таблиця 1

Електричні параметри експериментальних зразків смугових ПАХ-фільтрів

Номер частоти	№ зразку	Вносимі втрати, дБ	f_0 , МГц	Δf_{-3} , МГц	Δf_{-40} , МГц	$\alpha_{\text{зар}}$, дБ	$K_\phi(40/3)$
1	1	16,0	70,660	0,480	1,420	48	2,96
	2	15,7	70,659	0,489	1,460	46	2,98
	3	16,0	70,656	0,501	1,440	50	2,87
2	1	15,5	69,450	0,500	1,420	45	2,84
	2	15,0	69,445	0,512	1,350	46	2,55
	3	15,0	69,450	0,500	1,420	45	2,84
3	1	16,0	71,721	0,473	1,410	45	2,98
	2	16,0	71,724	0,482	1,400	45	2,90
	3	17,0	71,729	0,476	1,410	49	2,96

Осередненні результати випробувань: відхилення центральних частот знаходиться в межах $f_0 \pm 0,1 \%$; смуги пропускання ПАХ-фільтрів знаходяться у межах 473...500 кГц, вносимі втрати – 15...17,0 дБ.. Гарантоване ослаблення сигналів за смугами пропускання не менше -45 дБ.

Таким чином, електричні параметри експериментальних зразків смугових ПАХ-фільтрів знаходяться в межах, визначених технічними вимогами.

4. Методика випробувань 3-х частотного блоку підсилення та фільтрації вихідних сигналів акустoeлектронних перетворювачів фізичних величин

4.1. Структурна схема установки для випробувань 3-частотного блоку підсилення та фільтрації вихідних сигналів акустoeлектронних перетворювачів фізичних величин представлена на рис. 2.

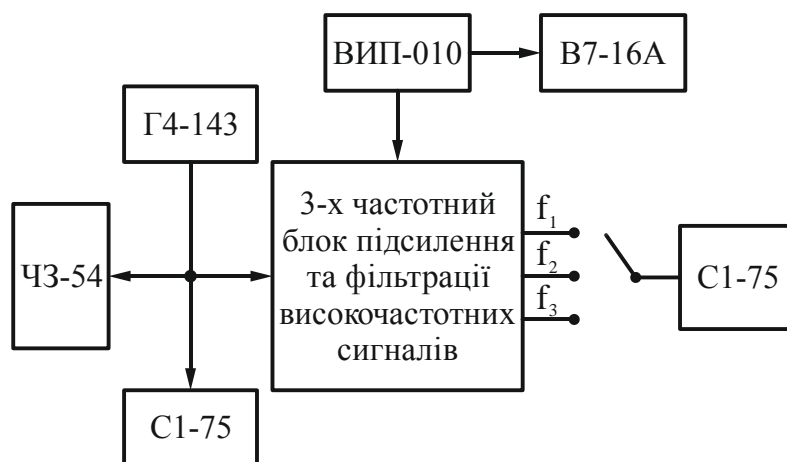


Рис.2. Структурна схема установки для випробувань 3-х частотного блоку підсилення та фільтрації вихідних сигналів акустoeлектронних перетворювачів фізичних величин

4.2. Методика випробувань 3-х частотного блоку підсилення та фільтрації вихідних сигналів акустoeлектронних перетворювачів фізичних величин.

Визначення параметрів 3-х частотного блоку підсилення та фільтрації вихідних сигналів акустoeлектронних перетворювачів фізичних величин здійснюється згідно стандартних методик для вимірювання форми, амплітуди та частоти синусоїдальних електричних сигналів, викладених в Інструкціях з експлуатації вимірювальних приладів (рис.2).

Порядок проведення випробувань:

- 1) ввімкнути напруги живлення;
- 2) перевірити режими по сталому струму, напруга живлення мікросхем: $6,3 \pm 5 \%$;
- 3) ввімкнути вхідні та вихідні ланцюги;
- 4) подати на вхід високочастотний сигнал з заданою частотою і рівнем сигналу не більше 1 мВ;
- 5) при зміні частоти генератора в межах $\pm 0,3 \%$ відносно центральних частот:
 - виміряти вихідну напругу підсилювача, яка повинна бути в інтервалі 100 ± 10 мВ;

- визначити глибину автоматичного регулювання підсилення, для чого зменшити вхідний сигнал до 0,3 мВ. Вихідний сигнал повинен бути в границях 100 ± 10 мВ. При більшому значенні вихідного сигналу встановити необхідну глибину автоматичного регулювання;

Результати випробувань електричних параметрів 3-х частотного блоку підсилення та фільтрації вихідних сигналів акустoeлектронних перетворювачів фізичних величин зведені у табл. 2

Таблиця 2

Електричні параметри макетів 3-х частотних блоків підсилення та фільтрації вихідних сигналів акустoeлектронних перетворювачів фізичних величин

Найменування параметра	Одиниця вимірювання	Значення параметра	
		Зразок № 1	Зразок № 2
Центральна частота каналів :			
• першого	МГц	70,68	70,65
• другого	МГц	69,46	69,53
• третього	МГц	71,75	71,70
Смуги пропускання каналів:			
• першого	кГц	460	458
• другого	кГц	456	455
• третього	кГц	460	460
Напруги вхідних сигналів	мВ	0,3...1,0	0,3...1,0
Вихідні напруги каналів	мВ	95	105
Глибина автоматичного регулювання підсилення при зміні вхідного сигналу в діапазоні 0,3...1,0 мВ	дБ	Не гірше - 20	Не гірше - 20
Напруга живлення	В	+6,3	+6,3
Струм споживання	А	0,32	0,33

Висновки: Електричні параметри макетів 3-х частотного блоку підсилення та фільтрації вихідних сигналів акустoeлектронних перетворювачів фізичних величин відповідають технічному завданню

Випробування проведені комісією:

Науковий керівник розробки,

доцент кафедри ЕП та П, к.т.н., с.н.с.

Доцент кафедри ЕП та П, к.т.н.

Провідний інженер кафедри ЕП та П

Жовнір М.Ф.

Цибульський Л.Ю.

Сидоренко С.Б.



ДОДАТОК № 3

ЗАТВЕРДЖУЮ

Головний інженер Державного
підприємства завод «Генератор»

В. П. Дзюба

2017 р.



ЗАТВЕРДЖУЮ

Декан ФЕЛ НТУУ

«КП імені Ігоря Сікорського»

В.Я.Жуйков

« 12 » 04 2017 р.

ПОГОДЖЕНО

Завідувач кафедри електронних
приладів та пристроїв

Л.Д.Писаренко

« 12 » 04 2017 р.



ПРОТОКОЛ № 3

від 12 квітня 2017 р.

випробувань макетів 3-х частотних акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень на базі використання фазових набігань на поверхні п'єзoeлектричного звукопроводу (хвильоводу) електричного поля поверхневих акустичних хвиль, розроблених кафедрою електронних приладів та пристроїв факультету електроніки НТУУ «КП імені Ігоря Сікорського» рамках НДР «Дослідження вимірювальних перетворювачів фізичних величин на базі використання фазових набігань поверхневих акустичних хвиль» (Шифр ЕПП-3/2015; держ. реєстр. № 0115U006620; термін виконання: листопад 2015 – грудень 2018 р.) та у співпраці з Державним підприємством завод «Генератор» у співпраці з Державним підприємством завод «Генератор» (Договір про навчально-науково-технічну співпрацю № 976 Р від 27.12.2016 р.)

1. МІСЦЕ ТА УМОВИ ПРОВЕДЕННЯ ВИПРОБУВАНЬ

1.1. Випробування виконувались в Державному підприємстві завод «Генератор».

Випробування проведено при нормальних умовах ($T=20^{\circ}\text{C}$).

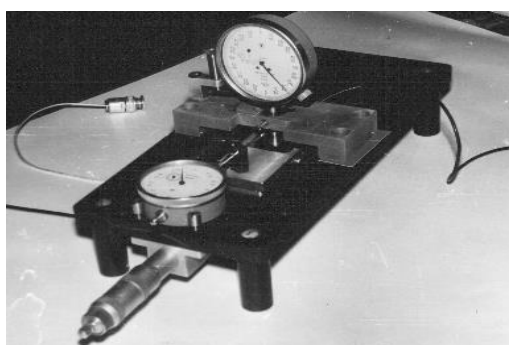
1.2. Випробувальне обладнання:

- стенд для вимірювання метрологічних параметрів 3-х частотних акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень;
- 3-х частотний генераторний блок – 1 шт.;
- 3-х частотний блок підсилення та фільтрації вихідного сигналу ПАХ-приймача – 1 шт.
- фазометр аналоговий ФК2-12 – 3 шт.;
- вимірювач частоти ЧЗ-54 – 3 шт.;
- осцилограф С-75 – 3 шт.;
- автоколіматор АК-0,5У -1 шт.

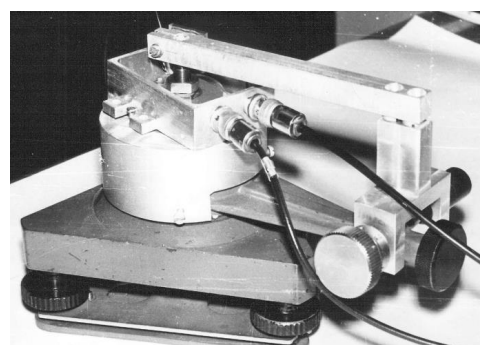
2. ОБ'ЄКТИ ВИПРОБУВАННЯ

2.1. Макети 3-х частотних акустoeлектронних перетворювачів лінійних переміщень (рис. 1, а) та кутових переміщень (рис. 1, б) з використанням фазових набігань електричного поля поверхневих акустичних хвиль (робочі частоти: **70,62 МГц; 69,52 МГц; 71,69 МГц**):

- 3-х частотний перетворювач лінійних переміщень на базі п'єзoeлектричного звукопроводу із ніобіт літію LiNbO_3 YZ-зрізу;
- 3-х частотний перетворювач лінійних переміщень на базі хвилевідної п'єзoeлектричної структури оксид цинку-плавлений кварц $\text{ZnO-SiO}_{2\text{пл.}}$;
- 3-х частотний перетворювач кутових переміщень на базі хвилевідної п'єзoeлектричної структури $\text{ZnO-SiO}_{2\text{пл.}}$.



а)



б)

Рис.1. Експериментальні макети 3-х частотних акустoeлектронних перетворювачів лінійних переміщень (а) та кутових переміщень (б)

1. ПРОГРАМА ВИПРОБОВУВАНЬ

3.1. Функціональна схема стенда для дослідження метрологічних характеристик 3-х частотних акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень представлена на рис.2.

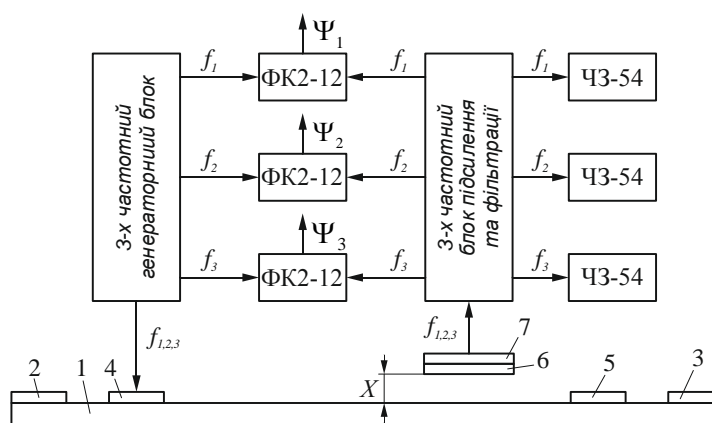


Рис. 2. Функціональна схема стенда для дослідження метрологічних характеристик 3-х частотних акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень: 1-п'єзoeлектричний звукопровід (хвилевід); 2 і 3 – поглиначі ПАХ – шар компаунду; 4 і 5 – відповідно вхідний та контрольний ЗШП; 6 – ЗШП ПАХ-приймача 7

3.2. Стенд для дослідження метрологічних параметрів 3-х частотних акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень представлено на рис.3.



Рис. 3. Стенд для дослідження метрологічних параметрів 3-х частотних акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень

3.3. Методика випробувань 3-х частотних акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень.

3.3.1. Опис функціональної схеми стенда для дослідження метрологічних характеристик 3-х частотних акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень

Електричний сигнал від розробленого 3-х частотного генераторного блоку у вигляді суми трьох синусоїдальних високочастотних коливань з частотами $f_{1,2,3}$ поступає на вхідний ЗШП і збуджує в п'єзoeлектричному звукопроводі (хвильоводі) поверхневі акустичні хвилі, що приймаються рухомим ПАХ-приймачем, сигнал з якого поступає на розроблений 3-х частотний блок підсилення та фільтрації, вихідні сигнали з якого у вигляді трьох окремих синусоїдальних сигналів з частотами $f_{1,2,3}$ поступають на фазометри ФК2-12, на які з генераторного блоку поступають опорні сигнали з тими же частотами.

Фазометри ФК2-12 вимірюють напругу та фазу вихідних сигналів ПАХ-приймача. Візуальне спостереження форми, вимірювання частоти вихідних сигналів здійснюється за допомогою осцилографа С1-75 і цифрового вимірювача частоти ЧЗ-54.

При дослідженні перетворювача лінійних переміщень зазор між поверхнею звукопроводу і ПАХ-приймачем забезпечується індикатором 1 МИГ з ціною поділок 1 мкм, а переміщення ПАХ-приймача уздовж звукопроводу (хвильоводу) здійснювалось за допомогою мікрометричної голівки та контролювалось індикатором 1 МИГ.

При дослідженні параметрів перетворювача кутових переміщень ПАХ-приймач розміщувався на вал установки над кільцевим хвильоводом ПАХ за допомогою тонких діелектричних плівок, а кутове переміщення ПАХ-приймача контролювалось

автоколіматором АК-0,5У з ціною поділок секундної шкали 0,5 кут. сек. і ціною поділок грубої шкали 30 кут. сек. При діапазоні вимірювання 20 кутових хвилин на валу макету розміщувалася призма з 10-ю гранями.

3.3.2. Методика випробувань макетів 3-х частотних акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень

Вимірювання градуовальних характеристик $\Phi_i = \Phi(Z)$ та $\Phi_i = \Phi(\varphi)$ і розрахунок метрологічних параметрів проводилися згідно розробленої методики, що представлена у Додатку до даного Протоколу, для сигналів на частотах точних шкал f_i макетів перетворювачів лінійних та кутових переміщень.

ПАХ-приймач переміщувався уздовж п'єзoeлектричного звукопроводу (хвилеводу) на відстані $X/\lambda_1 \approx 0,15$ від його поверхні.

Дослідження перетворювачів лінійних та кутових переміщень проводилися на частотах: $f_1 = 70,62$ МГц; $f_2 = 69,52$ МГц; $f_3 = 71,69$ МГц. Вимірювання проводилися на окремих ділянках діапазонів:

- лінійних переміщень $Z = 0 \dots 30$ мм ;
- кутових переміщень $\varphi = 0 \dots 360^\circ$.

Для кожного перетворювача з частотою f_i складалась таблиця вимірювання фази Ψ_{jk} вихідного сигналу для 3-х прийомів на прямому (ПХ) та зворотному (ЗХ) ході заданого переміщення ($k = 1, 2, \dots, 6$) для 10-ти кроків заданого переміщення ($j = 1, 2, \dots, 10$).

В табл. 1...3 представлені усередненні результати вимірювання градуовальних характеристик макетів перетворювачів лінійних та кутових переміщень на точних шкалах (табл. 1...3, а) та градуовальні характеристики для проміжних шкал (табл. 1...3, б) та грубих шкал (табл. 1...3, в), що побудовані по результатам вимірювання на точних шкалах, використовуючи алгоритми :

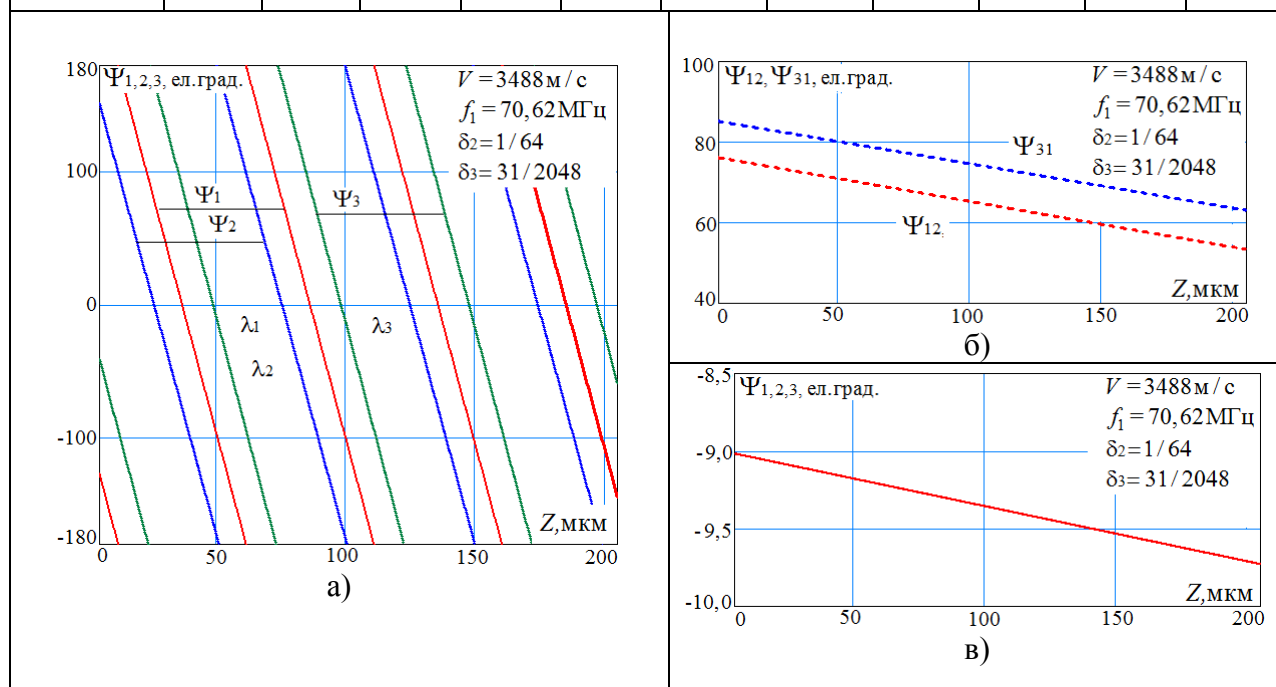
$\Psi_{12} = \Psi_1 - \Psi_2$ при $\Psi_1 - \Psi_2 \geq 0$; $\Psi_{12} = \Psi_1 - \Psi_2 + 2\pi$ при $\Psi_1 - \Psi_2 < 0$;	$\Psi_{31} = \Psi_3 - \Psi_1$ при $\Psi_3 - \Psi_1 \geq 0$; $\Psi_{31} = \Psi_3 - \Psi_1 + 2\pi$ при $\Psi_3 - \Psi_1 < 0$.
$\Psi_{123} = \Psi_{12} - \Psi_{31}$ при $\Psi_{12} - \Psi_{31} \geq 0$; $\Psi_{123} = \Psi_{12} - \Psi_{31} + 2\pi$ при $\Psi_{12} - \Psi_{31} < 0$.	

В табл. 4 представлено метрологічні параметри макетів акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень, які визначені по результатам випробувань.

Таблиця 1

Усередненні результати вимірювання градувальних характеристик
макету первинного перетворювача лінійних переміщень
на базі структури LiNbO_3 YZ-зріз

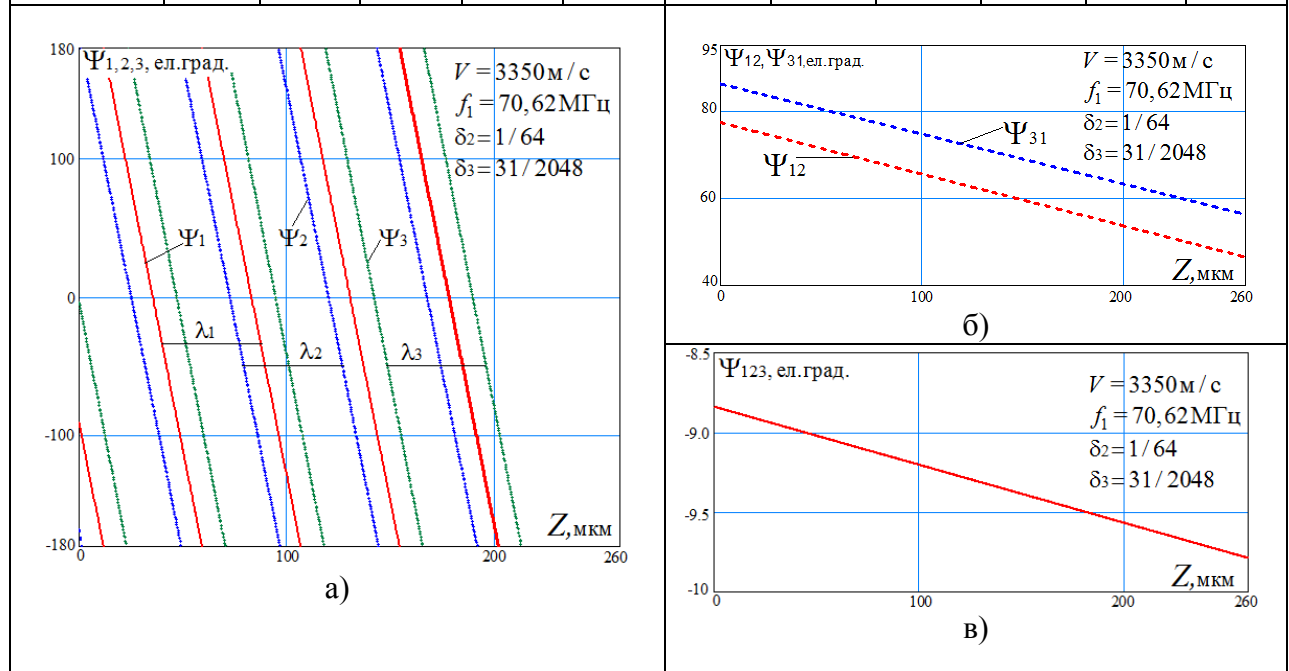
Z , мкм	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50
Ψ_1 , ел.град.	-126,5	-162,9	160,7	124,2	87,8	51,4	14,9	-21,5	-58,0	-94,4	-130,9
Ψ_2 , ел.град.	156,8	120,9	85,0	49,2	13,3	-22,6	-58,5	-94,3	-130,2	-166,0	158,0
Ψ_3 , ел.град.	-40,8	-77,8	-114,8	-151,8	171,2	134,2	97,2	60,2	23,2	-13,8	-50,8
Z , мкм	55	60	65	70	75	80	85	90	95	100	105
Ψ_1 , ел.град.	-167,3	156,2	119,8	83,3	47,0	10,5	-26,0	-62,4	-98,8	-135,3	-171,7
Ψ_2 , ел.град.	122,0	86,3	50,4	14,5	-21,3	-57,2	-93,0	-129,0	-164,8	159,3	123,4
Ψ_3 , ел.град.	-87,8	-124,7	-161,8	161,2	124,2	87,2	50,2	13,2	-23,7	-60,7	-97,7
Z , мкм	110	115	120	125	130	135	140	145	150	155	160
Ψ_1 , ел.град.	151,8	115,3	78,9	42,5	6,0	-30,4	-66,9	-103,3	-139,8	-176,2	147,3
Ψ_2 , ел.град.	87,5	51,7	15,8	-20,0	-56,0	-91,8	-127,7	-163,5	160,5	124,6	88,8
Ψ_3 , ел.град.	-134,7	-171,7	151,3	114,3	77,3	40,3	3,3	-33,7	-70,7	-107,7	-144,6
Z , мкм	165	170	175	180	185	190	195	200			
Ψ_1 , ел.град.	110,9	74,5	38,0	1,6	-34,8	-71,3	-107,7	-144,2			
Ψ_2 , ел.град.	53,0	17,0	-18,8	-54,7	-90,6	-126,5	-162,3	162,8			
Ψ_3 , ел.град.	178,3	141,3	104,3	67,3	30,3	-6,6	-43,6	-80,6			



Таблиця 2

Усередненні результати вимірювання градувальних характеристик
макету первинного перетворювача лінійних переміщень
на базі структури ZnO-SiO₂пл.

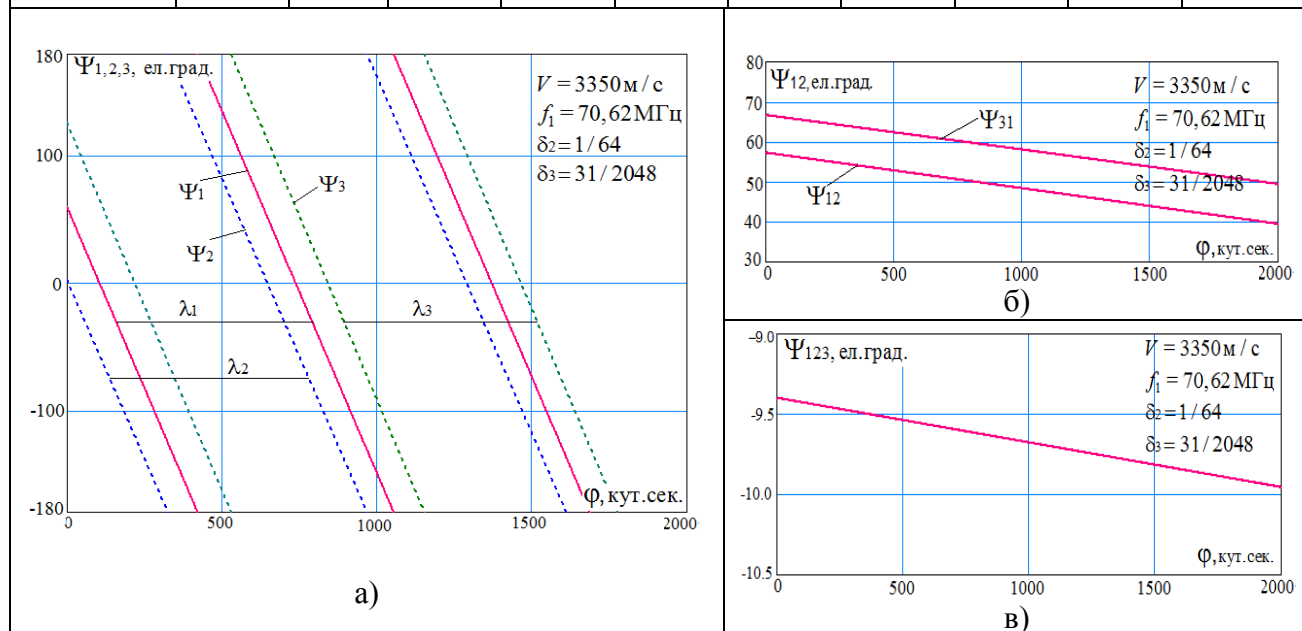
Z , мкм	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50
Ψ_1 , ел.град.	-90	-127,9	-165,9	156,2	118,2	80,3	42,3	4,4	-33,6	-71,5	-109,5
Ψ_2 , ел.град.	-167,3	155,3	117,9	80,6	43,2	5,9	-31,5	-68,8	-106,3	-143,5	179,1
Ψ_3 , ел.град.	-3,8	-42,3	-80,9	-119,4	-157,9	163,6	125,6	86,5	48,0	9,5	-29,0
Z , мкм	55	60	65	70	75	80	85	90	95	100	105
Ψ_1 , ел.град.	-147,4	174,7	136,7	98,8	60,8	22,9	-15,1	-53,0	-91,0	-128,9	-166,8
Ψ_2 , ел.град.	141,8	104,4	67,1	29,7	-7,6	-45,0	-82,3	-119,7	-157,0	165,6	128,3
Ψ_3 , ел.град.	-67,5	-106,1	-144,6	176,9	138,9	99,9	61,3	22,8	-15,7	-54,2	-92,7
Z , мкм	110	115	120	125	130	135	140	145	150	155	160
Ψ_1 , ел.град.	155,2	117,3	79,3	41,4	3,4	-34,5	-72,5	-110,4	-148,3	173,7	135,8
Ψ_2 , ел.град.	90,9	53,4	16,2	-21,1	-58,5	-95,8	-133,2	-170,6	152,1	114,7	77,4
Ψ_3 , ел.град.	-131,2	-169,8	151,7	113,2	74,7	36,1	-2,4	-40,9	-79,4	-117,9	-156,4
Z , мкм	165	170	175	180	185	190	195	200			
Ψ_1 , ел.град.	97,8	59,9	21,9	-16,0	-54,0	-91,9	-129,9	-167,8			
Ψ_2 , ел.град.	40,0	2,7	-34,7	-72,0	-109,4	-146,7	175,9	138,6			
Ψ_3 , ел.град.	165,0	126,5	88,0	49,5	11,0	-27,6	-66,1	-104,6			



Таблиця 3

**Усередненні результати вимірювання градувальних характеристик
макету первинного перетворювача кутових переміщень
на базі структури ZnO-SiO₂пл.**

φ, кут.сек.	0	15	30	45	60	75	90	105	120	135
Ψ ₁ , ел.град.	59,9	51,4	42,8	34,3	25,8	17,2	8,7	0,2	-8,4	-16,9
Ψ ₂ , ел.град.	2,7	-5,7	-14,1	-22,5	-30,9	-39,3	-47,7	-56,1	-64,5	-72,9
Ψ ₃ , ел.град.	126,5	117,8	109,2	100,5	91,8	83,2	74,5	65,9	57,2	48,5
φ, кут.сек.	150	165	180	195	210	225	240	255	270	285
Ψ ₁ , ел.град.	-25,4	-33,9	-42,5	-51,0	-59,6	-68,1	-76,6	-85,2	-93,7	-102,2
Ψ ₂ , ел.град.	-81,3	-89,7	-98,1	-106,5	-114,9	-123,3	-131,7	-140,1	-148,5	-156,9
Ψ ₃ , ел.град.	39,9	31,2	22,6	13,9	5,2	-3,4	-12,1	-20,8	-29,4	-38,1
φ, кут.сек.	300	315	330	345	360	375	390	405	420	435
Ψ ₁ , ел.град.	-110,8	-119,3	-127,8	-136,4	-144,9	-153,4	-162,0	-170,5	-179	-187,4
Ψ ₂ , ел.град.	-165,3	-173,7	-182,1	-190,5	-198,9	-207,3	-215,7	-224,1	-232,5	-240,9
Ψ ₃ , ел.град.	-46,7	-55,4	-64,1	-72,7	-81,4	-90,1	-98,7	-107,4	-116,0	-124,7
φ, кут.сек.	450	465	480	495	510	525	540	555	570	585
Ψ ₁ , ел.град.	163,9	155,4	146,8	138,3	129,8	121,2	112,7	104,2	95,6	87,1
Ψ ₂ , ел.град.	110,7	102,3	93,9	85,5	77,1	68,7	60,3	51,9	43,5	35,1
Ψ ₃ , ел.град.	-133,4	-142,0	-150,7	-159,4	-168,0	-176,7	-185,3	-194,0	-202,6	-211,3



Таблиця 4

Метрологічні параметри макетів акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень з рухомим приймачем ПАХ

Найменування параметрів	Вимірювальний перетворювач		
	лінійних переміщень		кутових переміщень
Матеріал звукопровода (хвильовода)	Ніобат літію LiNbO ₃ , YZ – зріз	Плівкова структура ZnO-SiO ₂ пл.	
Діапазон переміщень : Z, мм ; φ, кут.град.	0...30	0...30	0...360
Коефіцієнт перетворення в границях одної довжини хвилі , ел.град/мкм, ел.град./кут.сек:			
$S_1 = \bar{S}_1 \pm \delta_i$	7,28 ± 2 %	7,59 ± 2 %	0,55 ± 0,5 %
$S_2 = \bar{S}_2 \pm \delta_i$	7,17 ± 2 %	7,47 ± 2 %	0,54 ± 0,5 %
$S_3 = \bar{S}_3 \pm \delta_i$	7,41 ± 2 %	7,71 ± 2 %	0,56 ± 0,5 %
Основна похибка в границях одної довжини ПАХ:			
1. Найбільше значення основної приведенної похибки :			
$\gamma_{np.1}^{осн}, \%$	0,75	0,83	0,52
$\gamma_{np.2}^{осн}, \%$	0,80	0,72	0,51
$\gamma_{np.3}^{осн}, \%$	0,72	0,79	0,48
2. Найбільше значення основної відносної похибки, що визначається за формулою $\delta^{осн} = \pm \left[c + d \left(\frac{Z_{kp} n}{Z} - 1 \right) \right] \cdot 100\%$			
$c_1, \%$	0,80	0,82	0,65
$d_1, \%$	0,43	0,48	0,30
$c_2, \%$	0,90	0,85	0,72
$d_2, \%$	0,46	0,42	0,35
$c_3, \%$	0,85	0,87	0,68
$d_3, \%$	0,42	0,45	0,32
3. Найбільше значення приведенної нелінійності функції перетворення:			
$\gamma_{np.1}^H, \%$	0,25	0,28	0,30
$\gamma_{np.2}^H, \%$	0,27	0,35	0,27
$\gamma_{np.3}^H, \%$	0,30	0,25	0,33
4. Найбільше значення приведенної варіації (гістерезису) вихідного сигналу:			
$\gamma_{np.1}^F, \%$	0,35	0,40	0,35
$\gamma_{np.2}^F, \%$	0,38	0,36	0,36
$\gamma_{np.3}^F, \%$	0,30	0,37	0,32

Примітка. Довірча вірогідність результатів вимірювання метрологічних параметрів не менше 0,95.

В и с н о в к и

Результати досліджень підтвердили можливість створення високочутливих акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень на базі використання фазових набігань на поверхні п'єзoeлектричних звукопроводів (хвильоводів) електричного поля 3-х поверхневих акустичних хвиль, що приймаються рухомим ПАХ-приймачем, з'єднаний з контрольованим об'єктом. Відхилення метрологічних параметрів, отриманих у процесі випробувань, відрізняються від теоретичних не більше 5...10 %, що обумовлено технологічними неточностями виготовлення макетів.

Проектування та дослідження дослідницької партії акустoeлектронних перетворювачів, із урахуванням результатів проведених випробувань, дозволить визначити у повному об'ємі метрологічні параметри, що дозволить у подальшому прийняти рішення щодо виробництва та застосування вказаних перетворювачів у вимірювально-інформаційних системам.

Додаток. Методика визначення метрологічних параметрів акустoeлектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень на точних шкалах.

ВИПРОБУВАННЯ ПРОВЕДЕНІ КОМІСІЄЮ:

Від Державного підприємства завод «Генератор»

Начальник Відділу технічного контролю

В.В.Ситник

Головний метролог

І.О.Ковтун

Від факультету електроніки НТУУ «КПІ імені Ігоря Сікорського»

Науковий керівник теми, доцент кафедри ЕП та П Жовнір М.Ф.




ДОДАТОК № 4

ПОГОДЖЕНО:

Завідувач кафедри ЕП та П ФЕЛ

НТУУ «КПІ ім. Ігоря Сікорського»

 Л.Д.Писаренко
« 05 » 04 2017 р.

ЗАТВЕРДЖУЮ

Декан ФЕЛ НТУУ

«КПІ імені Ігоря Сікорського»

 В.Я.Жуйков
« 05 » 04 2017 р.

**МЕТОДИКА ВИЗНАЧЕННЯ МЕТРОЛОГІЧНИХ ПАРАМЕТРІВ
АКУСТОЕЛЕКТРОННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЛІНІЙНИХ ТА КУТОВИХ
ПЕРЕМІЩЕНЬ НА ТОЧНИХ ШКАЛАХ**

1. Визначаються діапазони однозначно вимірювальних переміщень на точних шкалах:

- лінійних переміщень: $Z_m = \lambda_{1,2,3}$;
 - кутових переміщень: $\varphi_m = \lambda_{1,2,3}/R$,
- (1)

де $\lambda_{1,2,3}$ – довжини ПАХ на відповідних частотах $f_{1,2,3}$; R – середній радіус кільцевого хвилеводу.

2. Встановлюється крок лінійних та кутових переміщень за допомогою давача переміщення:

$$\begin{aligned} Z_{кр} &= Z_m / n = \lambda_{1,2,3} / n; \\ \varphi_{кр} &= \varphi_m / n = \lambda_{1,2,3} / nR, \end{aligned}$$
(2)

де n – кількість кроків вимірювання.

3. Для кожної ПАХ з частотою $f_{1,2,3}$ складається таблиця вимірювання фази Ψ_{jk} вихідного сигналу рухомого ПАХ-приймача для 3-х прийомів на прямому та зворотному ході заданого переміщення ($k=1, 2, \dots, 6$) для 10-ти кроків заданого переміщення ($j=1, 2, \dots, 10$). В табл.1 представлено зразок запису результатів вимірювання на частоті f_1 .

4. По результатам вимірювання проводиться оцінка похибки коефіцієнта перетворення для точних шкал на частотах $f_{1,2,3}$:

• оцінка середнього значення коефіцієнта перетворення проводиться як середнє арифметичне значення вибірки із 6*n* вимірювань фази вихідного сигналу приймача:

$$\bar{S} = \frac{1}{Z_{кр}} \frac{1}{6n} \sum_{k=1}^6 \sum_{j=1}^n \Delta \Psi_{jk},$$
(3)

$$\text{де } \Delta\Psi_{jk} = \left| \Psi_{jk} - \Psi_{(j-1)k} \right|;$$

Таблиця 1

Зразок запису і обробки результатів вимірювання фази вихідного сигналу рухомого приймача ПАХ на частоті $f_1 = 70,62$ МГц

№ п/п	1-й прийом		2-й прийом		3-й прийом	
	ПХ	ЗХ	ПХ	ЗХ	ПХ	ЗХ
0	-149	-148	-150	-148,5	-151	-149,5
1	-120	-118	-120	-119	-122	-118,5
2	-84,5	-86	-85,5	-87,5	-85	-86
3	-52,5	-52	-50,5	-54	-55	-53
4	-21	-20	-22,5	-24	-21,5	-22
5	9,5	10	11	8,5	9	10
6	40	42	41,5	40	39,5	42
7	70	71	68	70,5	70	71
8	101	102,5	100	103	100	102
9	135	137	134	130	133	135
10	164	166	165	163	165	164

- оцінка середньоквадратичного відхилення коефіцієнта перетворення по вибірці із $6n$ випадкових величин $\Delta\Psi_{jk}$ визначається формулою:

$$\sigma_r(S) = \sqrt{(6n-1)^{-1} \sum_{k=1}^6 \sum_{j=1}^n \left(\frac{\Delta\Psi_{jk}}{Z_{kp}} - \bar{S} \right)^2}; \quad (4)$$

- границі випадкової похибки для оцінки середнього значення \bar{S} з довірчою імовірністю $p = 0,95$ визначається за формулою:

$$\delta_r = t_\alpha \left[\frac{\bar{\sigma}(S)}{\bar{S} \sqrt{6n}} \right] \cdot 100\%, \quad (5)$$

де $t_\alpha = 2$ – коефіцієнт Стюдента для $p = 0,95$;

- оцінка середнього значення нелінійності функції перетворення ВП проводиться для вибірки із $6(n+1)$ вимірювань:

$$\bar{\Delta}^H = \frac{1}{6n} \sum_{k=1}^6 \sum_{j=1}^n \Delta_{jk}^H, \quad (6)$$

де $\Delta_{jk}^H = \left| \bar{S} Z_{kp} - \Psi_0 - \Psi_{jk} \right|$; Ψ_0 – початкове значення фази вихідного сигналу;

- оцінка середньоквадратичного відхилення для вибірки із $6n$ значень випадкових величин Δ_{jk}^H визначається за формулою:

$$\bar{\sigma}(\Delta^H) = \sqrt{(6n-1)^{-1} \sum_{k=1}^6 \sum_{j=1}^n (\Delta_{jk}^H - \bar{\Delta}^H)^2}; \quad (7)$$

- найбільше значення границь випадкової похибки для оцінки середнього значення $\bar{\Delta}^H$ з довірчою імовірністю $p = 0,95$ визначається за співвідношенням:

$$\gamma_{\text{гр}}^H = \frac{\bar{\Delta}^H + t_{\alpha} \bar{\sigma}(\bar{\Delta}^H)}{\bar{S}Z_{\text{кр}} n} \cdot 100\%; \quad (8)$$

- оцінка середнього значення варіації вихідного сигналу вимірювального перетворювача (гістерезис) для вибірки із $3(n+1)$ вимірювань:

$$\bar{\Delta}^{\Gamma} = \frac{1}{3(n+1)} \sum_{k=1}^5 \sum_{j=0}^n \Delta_{jk}^{\Gamma}, \quad (9)$$

де $\Delta_{jk}^{\Gamma} = |\Psi_{j(k+1)} - \Psi_{jk}|$; $k = 1, 3, 5$;

- оцінка середньоквадратичного відхилення для вибірки із $3(n+1)$ значень випадкових величин Δ_{jk}^{Γ} знаходиться як:

$$\bar{\sigma}(\Delta^{\Gamma}) = \frac{1}{(3n+2)} \sum_{k=1}^5 \sum_{j=0}^n (\Delta_{jk}^{\Gamma} - \bar{\Delta}^{\Gamma})^2; \quad (10)$$

- найбільше значення границь випадкової похибки для оцінки середнього значення $\bar{\Delta}^{\Gamma}$ з довірчою імовірністю $p = 0,95$ визначається за формулою:

$$\gamma_{\text{гр}}^{\Gamma} = \frac{\bar{\Delta}^{\Gamma} + t_{\alpha} \bar{\sigma}(\Delta^{\Gamma})}{\bar{S}Z_{\text{кр}} n} \cdot 100\%; \quad (11)$$

- найбільше значення границь основної приведенної похибки з довірчою імовірністю $p = 0,95$ визначається за формулою:

$$\gamma_{\text{гр}}^{\text{осн}} = \gamma_{\text{гр}}^{\text{ад}} + \delta_r, \quad (12)$$

де $\gamma_{\text{гр}}^{\text{ад}} = \sqrt{(\gamma_{\text{гр}}^H)^2 + (\gamma_{\text{гр}}^{\Gamma})^2}$.

1. Проводиться оцінка систематичної похибки коефіцієнта перетворення для кожною хвилі з частотою $f_{1,2,3}$:

- визначається основна приведена похибка давача положення приймача ПАХ:

$$e_{\text{пр.}Z}^{\text{осн}} = (\Delta Z / \lambda_{1,2,3}) \cdot 100\%, \quad (13)$$

де ΔZ – абсолютна похибка давача положення приймача;

- визначається основна приведена похибка вимірювача різниці фаз:

$$e_{\text{пр.}\Psi}^{\text{осн}} = (\Delta\Psi_{\Phi} / \Psi_m) \cdot 100\% , \quad (14)$$

де $\Delta\Psi_{\Phi}$ – абсолютна похибка фазометра; $\Psi_m = 360$ ел.град. – граничне значення вимірюваного фазового зсуву.

- визначається граничне значення основної приведеної систематичної складової похибки:

$$e_s^{\text{пр}} = \sqrt{(e_{\text{пр.}Z}^{\text{осн}})^2 + (e_{\text{пр.}\Psi}^{\text{осн}})^2} , \quad (15)$$

- визначається граничне значення основної відносної систематичної складової похибки:

$$\delta_s = e_s^{\text{пр}} Z_m / Z . \quad (16)$$

- визначається найбільше значення сумарної похибки коефіцієнта перетворення з довірчою імовірністю $p = 0,95$ за формулою:

$$\delta_r = \sqrt{(\delta_r)^2 + (\delta_s)^2} . \quad (17)$$

6. Визначаються результативні значення коефіцієнта перетворення S і граничні значення основної відносної похибки $\delta^{\text{осн}}$ вимірювального перетворювача з довірчою імовірністю $p = 0,95$ за формулами:

$$S = \bar{S} \pm \delta_r ; \quad (18)$$


$$\delta^{\text{осн}} = \pm \left[c + d \left(\frac{Z_{\text{кр}} n}{Z} - 1 \right) \right] \cdot 100\% , \quad (19)$$

де $c = \gamma_{\text{пр}}^{\text{ад}} + \delta_r$; $d = \gamma_{\text{пр}}^{\text{ад}}$.

7. Співвідношення (1)...(19) справедливі також для визначення метрологічних параметрів вимірювального перетворювача кутових переміщень при заміні $Z_{\text{кр}}$ та ΔZ відповідно на $\Phi_{\text{кр}}$ та $\Delta\Phi$.

Розробник методики:

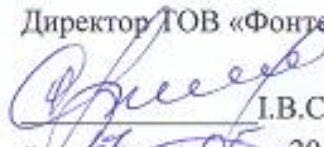
Доцент кафедри ЕП та П факультету
електроніки НТУУ «КПІ імені Ігоря
Сікорського», к.т.н., с.н.с.

 М.Ф.Жовнір
« 05 » 04 2017 р.

ДОДАТОК № 5

ЗАТВЕРДЖУЮ

Директор ТОВ «Фонтек-С»


 I.V. Сенченко

« 17 » 05 2017 р.



ЗАТВЕРДЖУЮ

Декан ФЕЛ НТУУ

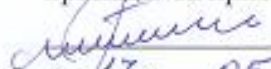
«КПІ імені Ігоря Сікорського»

Факультет електроніки В.Я.Жуйков

« 17 » 05 2017 р.



ПОГОДЖЕНО

Завідувач кафедри електронних
приладів та пристроїв

 Л.Д.Писаренко

« 17 » 05 2017 р.

ПРОТОКОЛ № 4

17 травня 2017 р.

випробувань макетів перетворювачів мікропереміщень та тиску на базі використання дисперсії фазової швидкості поверхневих акустичних хвиль (ПАХ) при збуренні зондом (мембраною) електричного поля ПАХ, що поширюється на поверхні п'єзоелектричного звукопровода, розроблених кафедрою електронних приладів та пристроїв факультету електроніки НТУУ «КПІ імені Ігоря Сікорського» в рамках НДР «Дослідження фізичних, технологічних та інформаційних засад створення електронних приладів, пристроїв та систем (Шифр ЕПП-1/2012; держ. реєстр. № 0112U005032; термін виконання: травень 2012 – грудень 2014 р.) та у співпраці з Товариством з обмеженою відповідальністю «Фонтек-С» (Договір про навчально-науково-технічну співпрацю № 977 Р від 27.12.2016 р.

1. МІСЦЕ ТА УМОВИ ПРОВЕДЕННЯ ВИПРОБУВАНЬ

1.1. Випробування виконувались на базі ТОВ «Фонтек-С»

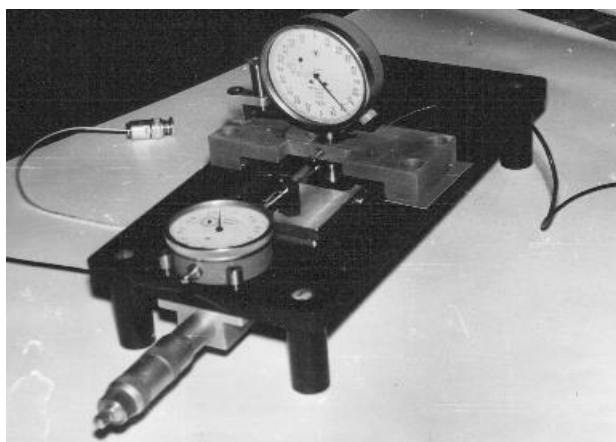
Випробування проведено при нормальних умовах ($T=20^{\circ}\text{C}$).

1.2. Випробувальне обладнання – стенд для вимірювання метрологічних параметрів перетворювача мікропереміщень та тиску у складі:

- фазометр цифровий Ф5126 (роздільна здатність $\Delta\psi_{\phi} = 0,1$ ел.град.; абсолютна похибка $\delta\psi_{\phi} = \pm 0,3$ ел.град.);
- генератор високочастотний Г4-143 – 1 шт.;
- вимірювач частоти ЧЗ-54 – 1 шт.;
- осцилограф С-75 – 1 шт.;
- макет перетворювача мікропереміщень та тиску – 1 шт.;
- макет перетворювача мікропереміщень – 1 шт.;

2. ОБ'ЄКТИ ВИПРОБУВАННЯ

2.1. Макети перетворювача мікропереміщень та тиску (рис. 1, а) на базі ліній затримки із ніобата літію LiNbO₃ YZ-зрізу (рис. 1, б).



а)



б)

Рис.1. Макет перетворювача мікропереміщень та тиску (а)
та лінія затримки на ПАХ із зондом (б)

2. ПРОГРАМА ВИПРОБОВУВАНЬ

3.1. Функціональна схема стенда для дослідження залежності зсуву фази вихідного сигналу лінії затримки на ПАХ від переміщення зонда (мембрани) в електричному полі ПАХ представлена на рис.2.

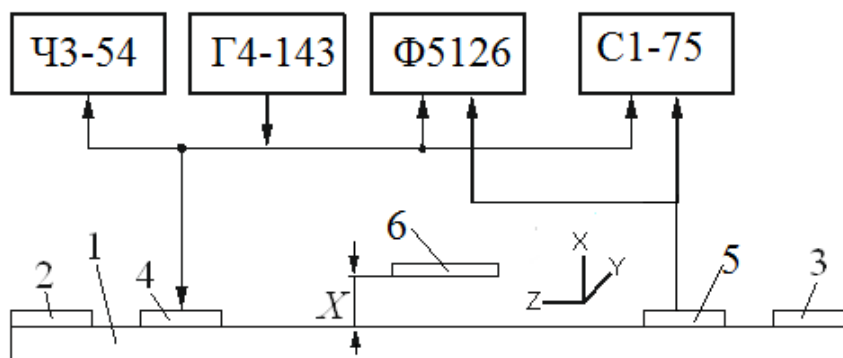


Рис. 2. Функціональна схема установки для дослідження метрологічних параметрів:
1 – п'єзоелектричний звукопровід; 2 і 3 – поглиначі ПАХ (шари компаунду); 4 і 5 –
відповідно вхідний та вихідний ЗШП; 6 – зонд (мембрана)

3.2.Методика та результати випробувань макетів перетворювачів мікропереміщень та тиску

Електричний сигнал від високочастотного генератора Г4-143 у вигляді синусоїдального високочастотного коливання з частотою f поступає на вхідний ЗШП 4 і збуджує в п'єзоелектричному звукопроводі поверхневі акустичні хвилі, що приймаються

вихідним ЗШП 5, сигнал з якого поступає на осцилограф С1-75 і фазометр Ф5126, на другий вхід якого поступає опорний сигнал з генератора Г4-143. Фазометр Ф5126 вимірює діюче значення напруги та фазу вихідного сигналу ЛЗ на ПАХ. Візуальне спостереження форми, вимірювання частоти сигналів здійснюється за допомогою осцилографа С1-75 і цифрового вимірювача частоти ЧЗ-54.

Переміщення зонда у вигляді діелектричної пластини із плавленого кварцу, на яку нанесена плівка із міді товщиною 0,3 мкм, здійснювалось за допомогою мікрометричної голівки та контролювалось індикатором 1 МИГ з ціною поділок 1 мкм.

Дослідження перетворювачів мікропереміщень та тиску на частоті 45,2 МГц, при якій довжина ПАХ $\lambda \approx 77$ мкм (фазова швидкість ПАХ на поверхні ніобата літію LiNbO_3 YZ-зрізу $V=3488$ м/с.), проводились на макетах при переміщенні зонда у напрямках OX та OY .

Для кожного перетворювача складалась таблиця вимірювання фази Ψ_{jk} вихідного сигналу лінії затримки на ПАХ для 3-х прийомів на прямому (ПХ) та зворотному (ЗХ) ході заданого переміщення зонда ($k = 1, 2, \dots, 6$) для j кроків заданого переміщення.

В табл. 1 та на рис. 3 представлені усередненні результати вимірювання градуювальних характеристик макета перетворювача мікропереміщень та тиску $\Psi_x = F(X)$ при переміщенні зонда у напрямку вісі OX . Рівень вихідної напруги перетворювача практично не змінювався. Для отримання градуювальної характеристики $\Psi_p = F(p)$ результати вимірювання перераховувались для мембрани із жорстким центром з наступними конструктивними параметрами: мембрана із сталі (коефіцієнт Пуассона $\mu=0,28$; модуль пружності $E=2,2 \cdot 10^{11}$ Н/м²); робочий радіус мембрани $R = 15$ мм; радіус жорсткого центру мембрани $r = 1,95$ мм; товщина мембрани $h = 1$ мм).

Середні коефіцієнти перетворення мікропереміщень та тиску при зміні зазору між поверхнею п'єзоелектричного звукопровода та зондом в інтервалі $X = 0 \dots 30$ мкм відповідно складають 9,05 ел.град./мкм та 0,041 ел.град./мм.рт.ст. При роздільній здатності 0,1 ел.град. та абсолютній похибці $\pm 0,3$ ел.град. фазометра Ф5126 отримаємо потенційні значення роздільної здатності та абсолютної похибки відповідно 0,01 мкм і $\pm 0,03$ мкм для перетворювача мікропереміщень та 2,44 мм.рт.ст. і 7,32 мм.рт.ст. для перетворювача тиску.

В табл. 2 та на рис. 4 представлені усередненні результати вимірювання градуювальних характеристик макета перетворювача мікропереміщень $\Psi_p = F(Y)$ при переміщенні зонда у напрямку вісі OY (паралельно поверхні п'єзоелектричного звукопровода і одночасно перпендикулярно потоку ПАХ). При переміщенні зонда змінюється рівень та фаза вихідного сигналу перетворювача. Середній коефіцієнт перетворення мікропереміщень, наприклад, при зазорі між поверхнею п'єзоелектричного

звукопровода та зондом $X=8$ мкм при нормованому переміщенні зонда в інтервалі $Y/L_0=0\dots 1$, де L_0 – ширина акустичного потоку, при $L_0 = 5$ мм складає 13 ел.град./мм. При вимірюванні фази фазометром Ф5126 отримаємо потенційні значення роздільної здатності та абсолютної похибки відповідно 7,7 мкм та ± 23 мкм.

Таблиця 1

**Усередненні результати вимірювання градуювальних характеристик
макету перетворювача мікропереміщень та тиску на базі структури LiNbO₃
YZ-зрізу при переміщенні мембрани (зонда) у напрямку вісі OX**

LiNbO ₃ YZ-зрізу; $V=3488$ м/с; $N=50$; $f_0=45,2$ МГц; $\lambda_0=77$ мкм; $W_0=3,9$ мм; $j=15$								
X , мкм	30	28	26	24	22	20	18	16
P , ммрт.ст.	0	440	881	1321	1762	2202	2643	3084
Ψ_x , ел.град.	25,5	30,0	35,5	42,0	49,5	58,0	68,5	80,5
X , мкм	14	12	10	8	6	4	2	0
P , ммрт.ст.	3524	3965	4405	4846	5286	5727	6168	6568
Ψ_x , ел.град.	95,0	111,5	131,0	154,5	182,0	214,5	252,5	297

Таблиця 2

**Усередненні результати вимірювання градуювальних характеристик
макету перетворювача мікропереміщень на базі структури LiNbO₃
YZ-зрізу при переміщенні мембрани (зонда) у напрямку вісі OY**

LiNbO ₃ YZ-зрізу; $V=3488$ м/с; $N=100$; $f_0=45,2$ МГц; $\lambda_0=77$ мкм; $W_0=7,7$ мм; $j=10$											
$X=8$ мкм											
$\rho_{\Pi}=Y/L_0$	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
Ψ_{Π} , ел.град.	0	-5,5	-14,5	-18,0	-25,0	-32,5	-40,0	-47,0	-53,5	-59,5	-65,0
U/U_0	1	0,93	0,87	0,82	0,80	0,79	0,80	0,83	0,87	0,93	1,0
$X=12$ мкм											
$\rho_{\Pi}=Y/L_0$	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
Ψ_{Π} , ел.град.	0	5,5	9,5	13,5	17,5	22,0	26,5	28,3	34,5	36,5	40
U/U_0	1	0,97	0,95	0,93	0,92	0,91	0,92	0,93	0,95	0,97	1,0
$X=16$ мкм											
$\rho_{\Pi}=Y/L_0$	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
Ψ_{Π} , ел.град.	0	9,0	16,5	25,5	35,5	40,5	50,5	60,0	68,5	75,5	81,0
U/U_0	1	0,90	0,80	0,73	0,68	0,67	0,68	0,75	0,80	0,90	1,0

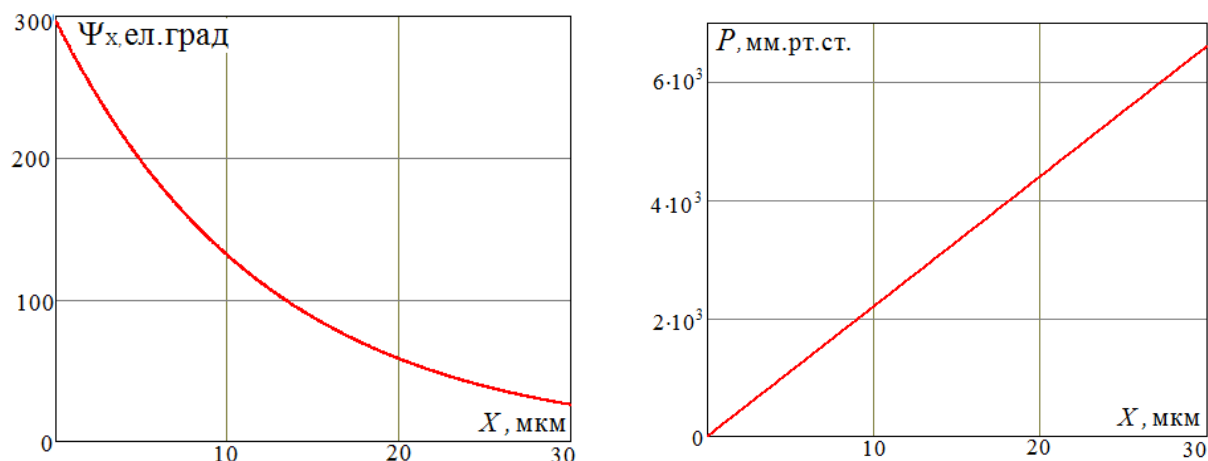


Рис. 3. Залежності зсуву фази вихідного сигналу (а) та тиску (б) перетворювача мікропереміщень та тиску від переміщення зонда (мембрани)

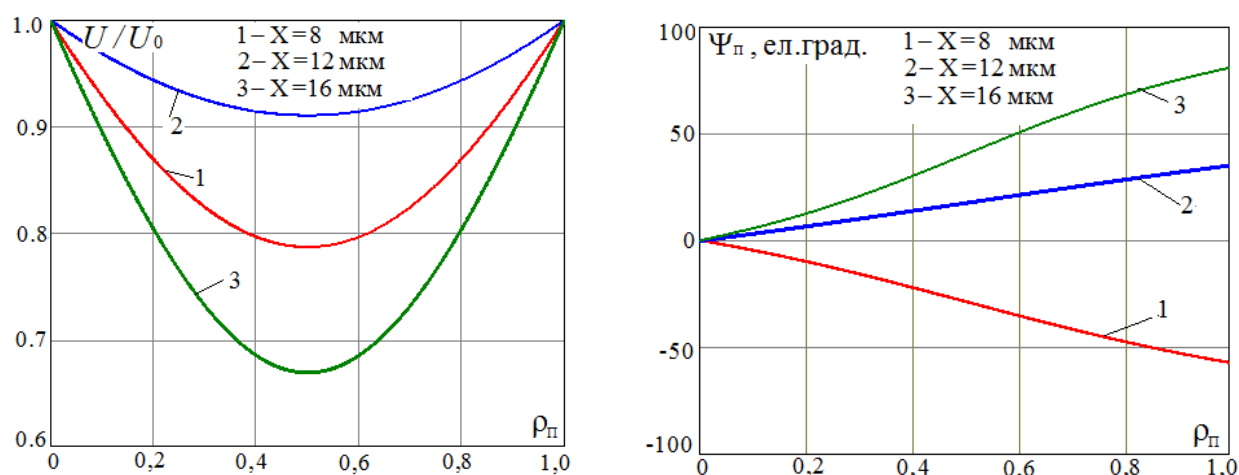


Рис. 4. Залежності зміни напруги та зсуву фази вихідного сигналу перетворювача мікропереміщень від нормованого переміщення зонда

В и с н о в к и

Результати досліджень підтвердили можливість створення високочутливих акустоелектронних перетворювачів мікропереміщень та тиску з використанням ефекту дисперсії фазової швидкості поверхневої акустичної хвилі при збуренні зондом (мембраною) електричного поля хвилі, що поширюється на поверхні п'єзоелектричних звукопроводів.

Перетворювач з переміщенням зонда (мембрани) у напрямку вісі OX (перпендикулярно поверхні п'єзоелектричного звукопровода) має високий коефіцієнт перетворення мікропереміщень та тиску. На його базі можливо створення універсального акустоелектронного модуля, а конструкція первинного чутливого елементу (зонда, мембрани) буде визначатися заданим коефіцієнтом перетворення та динамічним діапазоном. Для перетворювачів такого типу діапазон можливого переміщення зонда

(мембрани) $0 \dots 0,3\lambda$, де λ – довжина поверхневої акустичної хвилі, і практично обмежується величиною близько 50 мкм, що пов'язано експоненціальною залежністю електричного поля ПАХ від відстані до поверхні п'єзоелектричного звукопроводу.

Перетворювач з переміщенням зонда у напрямку вісі OY (паралельно поверхні п'єзоелектричного звукопроводу) має значно менший коефіцієнт перетворення мікропереміщень, але діапазон можливого переміщення зонда практично може досягати 10 мм і більше і визначається шириною акустичного потоку.

Проектування та дослідження дослідницької партії акустоелектронних перетворювачів, із урахуванням результатів проведених випробувань, дозволить визначити у повному об'ємі метрологічні параметри, що дозволить у подальшому прийняти рішення щодо виробництва та застосування вказаних перетворювачів у вимірювально-інформаційних системах.

ВИПРОБУВАННЯ ПРОВЕДЕНІ КОМІСІЄЮ:

Від ТОВ «Фонтек-С»

Інженер-конструктор Лобода М.Н.



Головний конструктор Голоско П.В.



Від факультету електроніки НТУУ «КПІ імені Ігоря Сікорського»

Науковий керівник теми,

доцент кафедри ЕП та П, к.т.н, с.н.с. Жовнір М.Ф.



ДОДАТОК № 6



А К Т

«15» травня 2017 р.

впровадження результатів дисертації Жовніра Миколи Федоровича на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук спеціальності 05.27.01 – твердотільна електроніка на тему **«Акустоелектронні перетворювачі з безконтактними електрично пов'язаними чутливими елементами»**

На кафедрі електронних приладів та пристроїв факультету електроніки НТУУ «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» в рамках НДР «Дослідження вимірювальних перетворювачів фізичних величин на базі використання фазових набігань поверхневих акустичних хвиль» (Шифр ЕПП-3/2015; держ. реєстр. № 0115U006620; термін виконання: листопад 2015 – грудень 2018 р.) та у співпраці з Державним підприємством завод «Генератор» (Договір про навчально-науково-технічну співпрацю № 976 Р від 27.12.2016) і при активній участі доцента кафедри електронних приладів та пристроїв, кандидата технічних наук, старшого наукового співробітника Жовніра М.Ф. розроблено та експериментально досліджено на базі ДП завод «Генератор»: Акустоелектронні перетворювач лінійних переміщень та перетворювач кутових переміщень з використанням фазових набігань на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу (хвилеводу) електричного поля поверхневих акустичних хвиль (ПАХ) на 3-х частотах, які приймаються безконтактним приймачем, що з'єднаний з контрольованим об'єктом.

У процесі проектування вказаних перетворювачів були використані наступні результати дисертаційної роботи Жовніра М. Ф.:

1. Запропоновані метод, функціональні схеми та оригінальні конструкції акустоелектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень з використанням фазових набігань на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу

(хвилеводу) електричного поля ПАХ на 3-х частотах, які приймаються приймачем, що з'єднаний з контрольованим об'єктом.

2. Математичні моделі вказаних перетворювачів, які пов'язують між собою конструктивні, електричні та метрологічні параметри. Результати комп'ютерного моделювання дозволили визначити вимоги до конструктивних та електричних параметрів у залежності від заданих метрологічних характеристик.

3. Методика та результати експериментальних досліджень макетів акустоелектронних перетворювачів лінійних та кутових переміщень з використанням фазових набігань електричного поля ПАХ на 3-х частотах, що підтвердили теоретичні розрахунки і перспективність використання таких перетворювачів.

4. Результати обробки результатів випробувань та пропозиції щодо подальшого вдосконалення конструкцій та покращення метрологічних характеристик вказаних перетворювачів.

Висновок. Результати розробки та дослідження вказаних макетів акустоелектронних перетворювачів використовуються в Державному підприємстві завод «Генератор» при створенні високочутливих перетворювачів лінійних та кутових переміщень, придатних для серійного виробництва і застосування їх у високоточних вимірювально-інформаційних системах.

Начальник Відділу технічного контролю



В.В.Ситник

Головний метролог

І.О.Ковтун

ДОДАТОК № 7

ЗАТВЕРДЖУЮ

Директор ТОВ «Фонтек-С»

І. В. Сенченко

06 2017 р.



від 20.06.2017 р.

впровадження результатів дисертації на здобуття наукового ступеня
доктора технічних наук спеціальності 05.27.01 – твердотільна електроніка

Жовніра Миколи Федоровича

на тему «Акустoeлектронні перетворювачі з безконтактними електрично
пов'язаними чутливими елементами»

Кафедрою електронних приладів та пристроїв факультету електроніки НТУУ «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» в рамках НДР «Дослідження фізичних, технологічних та інформаційних засад створення електронних приладів, пристроїв та систем» (Шифр ЕПП-1/2012; держ. реєстр. №0112U005032; травень 2012 р. – грудень 2014 р.) та у співпраці з Товариством з обмеженою відповідальністю «Фонтек-С» (Договір про навчально-науково-технічну співпрацю № 977 від 27.12.2016 р. і активній участі доцента кафедри електронних приладів та пристроїв, кандидата технічних наук, старшого наукового співробітника Жовніра М.Ф. розроблено та експериментально досліджено на базі ТОВ «Фонтек-С» Акустoeлектронний перетворювач мікропереміщень та тиску на базі збурення зондом (мембраною) електричного поля поверхневих акустичних хвиль, що поширюються на поверхні п'єзoeлектричних звукопроводів.

При розробці вказаного перетворювача використано наступні результати дисертаційної роботи Жовніра М.Ф.:

1. Запропоновані метод та конструкція акустoeлектронного перетворювача мікропереміщень та тиску на базі збурення зондом (мембраною) електричного поля поверхневих акустичних хвиль (ПАХ), що поширюються на поверхні п'єзoeлектричного звукопроводу. Запропонована конструкція дозволяє створювати на базі універсального модуля на ПАХ із комплектом зондів (мембран) високочутливі перетворювачі для вимірювання мікропереміщень, тиску, прискорення, призначених для різних динамічних діапазонів вимірювальних фізичних величин.

2. Математична модель вказаного перетворювача, яка пов'язує між собою конструктивні, електричні та метрологічні параметри. Результати моделювання дозволили визначити вимоги до конструктивних та електричних параметрів у залежності від заданих метрологічних характеристик.

3. Результати експериментальних досліджень макетів акустoeлектронного перетворювача мікропереміщень та тиску на базі збурення електричного поля ПАХ підтвердили теоретичні розрахунки і перспективність використання таких перетворювачів.

4. Результати обробки результатів випробувань та пропозиції щодо подальшого вдосконалення конструкції та покращення метрологічних характеристик вказаного перетворювача.

Висновок. Результати розробки та дослідження вказаного акустoeлектронного перетворювача мікропереміщень та тиску використовуються в ТОВ «Фонтек-С» при створенні перетворювачів фізичних величин, придатних для серійного виробництва і застосування їх у вимірювально-інформаційних комплексах, у тому числі і в радіовимірювальних безпроводних системах.

Інженер-конструктор Лобода М.Н.



Головний конструктор Голоско П.В.



ДОДАТОК № 8

ЗАТВЕРДЖУЮ

Перший проректор Відкритого
міжнародного університету
розвитку людини «Україна»,



І.Т.Кучерявий
2017 р.

А К Т

17 жовтня 2017 р.

впровадження результатів дисертації Жовніра Миколи Федоровича
на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук спеціальності

05.27.01 – твердотільна електроніка на тему «Акустoeлектронні перетворювачі
з безконтактними електрично пов'язаними чутливими елементами»

Кафедрою сучасної інженерії та нанотехнологій Інженерно-технологічного інституту Відкритого міжнародного університету розвитку людини «Україна» в рамках НДР «Дослідження схемо-технічних принципів побудови вимірювальних перетворювачів на базі нових фізичних ефектів» (держ. ресстр. № 0112U006206; шифр ПЕА-1/2012; термін виконання: вересень 2012 р. – грудень 2015 р.) і активній участі кандидата технічних наук, старшого наукового співробітника Жовніра М.Ф. розроблено макет акустoeлектронного перетворювача кутової швидкості на основі використання ефекту Доплера при обертанні безконтактного приймача поверхневих акустичних хвиль (ПАХ) в електричному полі біжучої ПАХ, що розповсюджується в кільцевому п'єзоелектричному хвилеводі.

При розробці вказаного перетворювача використано результати наукових досліджень Жовніра М.Ф., які він також використав у своїй підготовленій дисертаційній роботі на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук:

1. Запропоновано метод та конструкцію акустoeлектронного перетворювача кутової швидкості із використанням ефекту Доплера при обертанні приймача поверхневих акустичних хвиль (ПАХ) в електричному полі біжучої ПАХ, що розповсюджується в кільцевому п'єзоелектричному хвилеводі.

Розроблена та досліджена математична модель акустoeлектронного перетворювача кутової швидкості, яка дозволяє визначати вимоги до конструктивних і електричних параметрів при заданих метрологічних характеристиках перетворювача.

2. Створена модифікована математична модель плівкового п'єзоелектричного ПАХ-хвильоводу з використанням апроксимації результатів вимірювання фазової швидкості ПАХ в необмеженій плівковій структурі оксид цинку-плавлений кварц дозволяє визначати конструктивні параметри хвильоводу, концентратора та зустрічно-штирових перетворювачів акустoeлектричного модуля на ПАХ, які забезпечують одномодовий режим біжучої ПАХ. Результати теоретичних досліджень та випробувань амплітудних та фазових характеристик ПАХ-хвильовода на установці лазерного зондування гомодинного типу підтвердили можливість використання плівкових п'єзoeлектричних структур в акустoeлектронних перетворювачах фізичних величин.

3. Результати оброблення результатів математичного моделювання, експериментальних випробувань та пропозиції щодо подальшого вдосконалення конструкції перетворювача кутової швидкості та зменшення коефіцієнта згасання ПАХ в плівкових п'єзoeлектричних хвильоводах.

Висновок. Результати теоретичних та експериментальних досліджень використовуються в Інженерно-технологічному інституті університету «Україна» при створенні акустoeлектронного перетворювача кутової швидкості на основі використання ефекту Доплера для високочутливих вимірювально-інформаційних комплексів.

Директор Інженерно-технологічного інституту Відкритого міжнародного університету розвитку людини «Україна»,
доктор технічних наук, професор,
заслужений діяч науки і техніки України



В.В.Малишев

Завідувач кафедри сучасної інженерії та нанотехнологій,
доктор технічних наук, професор



Н.Ф.Кущевська

ДОДАТОК № 9

СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Дубовенко А. В., Жовнир Н. Ф., Лопушенко В. К. Исследование поверхностных акустических волноводов и методов их возбуждения. *Вестн. Киев. политехн. ин-та. Сер.: Электроакустика и звукотехника*, 1992. № 15. С. 47–49.
2. Павловский М. А., Дубовенко А. В., Жовнир Н. Ф. Измерительные преобразователи линейных и угловых перемещений на основе волноводов поверхностных акустических волн / *Механика гироскопических систем*, 1992. № 11. С. 83–86.
3. Павловский М. А., Лопушенко В. К., Жовнір М. Ф., Черняк М. Г. Математична модель вимірювального перетворювача лінійних переміщень на поверхневих акустичних хвилях / *Механіка гіроскопічних систем*, 1997. № 14. С. 40–46.
4. Жовнир Н. Ф. Математическая модель преобразователя информации на поверхностных акустических волнах / *Электроника и связь*, 1997. № 2. Ч. 2. С. 297–301.
5. Жовнир Н. Ф., Дидковский А. А., Ковтун Р. И., Наушенко С. С. Математическая модель измерительного преобразователя угловых перемещений на ПАВ / *Электроника и связь*, 2001. № 11. С. 74–77.
6. Жовнир Н. Ф., Черняк Н. Г., Дидковский А. А., Ковтун Р. И., Наушенко С. С. Измерительные преобразователи физических величин на ПАВ / *Электроника и связь*, 2003. № 18. С. 22–27.
7. Жовнір М. Ф., Черняк М. Г., Дідківський А. А., Наушенко С.С., Дейнеко В. М. Фізико-технічні основи побудови вимірювального перетворювача мікропереміщень на поверхневих акустичних хвилях / *Електроніка та зв'язок*, 2004. № 23. С. 5–8.

8. Жовнір М. Ф., Дідківський А. А., Усатюк О. В. Математична модель перетворювача мікропереміщень на поверхневих акустичних хвилях / *Електроніка та зв'язок*, 2006. Тем. випуск, частина 1, С. 35–37.

9. Черняк М. Г., Жовнір М. Ф. Моделювання та дослідження автогенераторного вимірювального перетворювача мікропереміщень на поверхневих акустичних хвилях / *Інформаційні системи, механіка та керування*, 2008. № 1. С. 39–47.

10. Лепіх Я. І., Лопушенко В. К., Піддубний В. О., Жовнір М. Ф. Особливості створення хвилеводних структур для датчиків переміщень на ПАХ / *Sensor Electronics and Microsystem Technologies*, 2008. № 3. С. 24–27.

11. Жовнір М. Ф., Черняк М. Г., Черненко Д. В., Шеремет Л. М. Вимірювальні перетворювачі фізичних величин на поверхневих акустичних хвилях / *Електроніка та зв'язок*, 2011. № 1. С. 153–157.

12. Черненко Д. В., Кузьменко О. М., Жовнір М. Ф. Вимірювальні перетворювачі тиску на основі збурення електричного поля поверхневих акустичних хвиль / *Вісник Кременчуцького національного університету імені Михайла Остроградського*, 2013. № 1/2013(78). С. 62–66 (Україніка наукова, ВІНІТІ, Ulrich's Periodicals Directory, Index Copernicus).

13. Кузьменко О. М., Жовнір М. Ф. Сенсор на поверхневих акустичних хвилях для дистанційного вимірювання температури / *Вісник Кременчуцького національного університету імені Михайла Остроградського*, 2013. № 3/2013 (80). С.113-117 (Україніка наукова, ВІНІТІ, Ulrich's Periodicals Directory, Index Copernicus).

14. Жовнір М. Ф., Шостак О. В. Оцінка потенційних роздільної здатності і точності вимірювальних перетворювачів лінійних та кутових переміщень на базі використання фазових набігань поверхневих акустичних хвиль / *Електроніка та зв'язок*, 2015. Том. 20. № 3(86). С. 101–106. DOI: 10.20535/2312-1807.2015.20.3.53942 (Index Copernicus, Ulrich's Web, ResearchBib, Journals4Free, РИНЦ).

15. Zhovnir M.F., Kuzmenko O. M., Pokutnyi S. I. Radio SAW-Sensors for Physical Parameters Measurement / *Journal of Applied Chemistry*, 2015. № 3(1). P. 7–13.

16. Жовнір М. Ф., Олійник О. О. Розробка пристроїв на ПАХ для вимірювання лінійних та кутових переміщень / *Вісник НТУ «ХПІ». Сер.: Механіко-технологічні системи та комплекси*, 2015. № 52(1161). С. 60–65 (WorldCat, ResearchBib, Scientific Indexing Services, General Impact Factor, Open Academic Journals Index, Directory Indexing of International Research Journals).

17. Жовнір М. Ф., Олійник О. О., Писаренко Л. Д. Математичні моделі сенсорів мікропереміщень та тиску на основі збурення електричного поля поверхневих акустичних хвиль / *Журнал нано– та електронної фізики*, 2016. Том. 8. № 1. С. 01024-1– 01024-5. DOI: 10.21272/jnep.8(1).01024 (Scopus).

18. Жовнір М. Ф., Бітов М. В., Писаренко Л. Д. Вимірювальні перетворювачі мікропереміщень та тиску на поверхневих акустичних хвилях / *Електроніка та зв'язок*, 2016. Том 21. № 4(93). С. 49–57. DOI: 10.20535/2312-1807.2016.21.4.81907 (Index Copernicus, Ulrich's Web, ResearchBib, Journals4Free, РИНЦ).

19. Олійник О. О., Жовнір М. Ф., Циганок Б. А. Розрахунок механічних напружень на основі вимірювань двопроменезаломлення у звукопроводах ПАХ-пристроїв / *Вісник НТУ «ХПІ». Сер.: Механіко-технологічні системи та комплекси*, 2016. № 7(1179). С. 66–71 (WorldCat, ResearchBib, Scientific Indexing Services, General Impact Factor, Open Academic Journals Index, Directory Indexing of International Research Journals).

20. Жовнір М. Ф. П'єзоелектричні плівкові хвилеводи поверхневих акустичних хвиль / *Журнал нано- та електронної фізики*, 2016. Том. 8. № 4(1). С. 04007-1– 04007-7. DOI: 10.21272/jnep.8(4(1)).04007 (Scopus).

21. Жовнір М. Ф. Математична модель первинного перетворювача лінійних переміщень з рухомим приймачем поверхневих акустичних хвиль / *Вісник НТУ «ХПІ». Сер.: Механіко-технологічні системи та комплекси*, 2016.

№ 7(1179). С. 48–57 (WorldCat, ResearchBib, Scientific Indexing Services, General Impact Factor, Open Academic Journals Index, Directory Indexing of International Research Journals).

22. Жовнір М. Ф. Математична модель первинного перетворювача кутових переміщень з кільцевим п'єзоелектричним хвилеводом поверхневих акустичних хвиль / *Вісник НТУ «ХПІ»*. Сер.: *Механіко-технологічні системи та комплекси*, 2016. № 49(1221). С. 42–51 (WorldCat, ResearchBib, Scientific Indexing Services, General Impact Factor, Open Academic Journals Index, Directory Indexing of International Research Journals).

23. Жовнір М. Ф. Перетворювач переміщень з використанням фазових набігань електричного поля поверхневих акустичних хвиль / *Електроніка та зв'язок*, 2017. Том 22. № 1(96). С. 58–68. DOI: 10.20535/2312-1807.2017.22.1.90513 (Index Copernicus, Ulrich's Web, ResearchBib, Journals4Free, РИНЦ).

24. Бітов М. В., Жовнір М. Ф., Писаренко Л. Д., Плешка Т. Є. Акустоелектронні перетворювачі з безконтактними чутливими елементами / *Електроніка та зв'язок*, 2017. Том 22. № 3(98). С. 61–67. DOI: 10.20535/2312-1807.2017.22.3.104417 (Index Copernicus, Ulrich's Web, ResearchBib, Journals4Free, РИНЦ).

25. Жовнір М. Ф. Акустоелектронний перетворювач кутової швидкості / *Електроніка та зв'язок*, 2017. Том 22. № 4(99). С. 44–50. DOI:10.20535/2312-1807.2017.22.4.103976 (Index Copernicus, Ulrich's Web, ResearchBib, Journals4Free, РИНЦ).

26. Жовнір М. Ф. Вимірювальний перетворювач кутових переміщень з використанням фазових набігань електричного поля поверхневих акустичних хвиль / *Мікросистеми, Електроніка та Акустика*, 2017. Том 22. № 5(100). С. 20–28. DOI: 10.20535/2523-4455.2017.22.5.99887 (Index Copernicus, Ulrich's Web, ResearchBib, Journals4Free, РИНЦ).

27. Пат. на изобретение 1833500 СССР. Способ измерения угловой скорости и устройство для его осуществления / Ю. А. Скрипник, А. С.

Довгополый, Н. Ф. Жовнир, В. И. Скрипник, А. В. Дубовенко; № 5050152/10; заявл. 29.12.1991; опубл. 07.08.1993; бюл. № 29.

28. Пат. на винахід 3040 Україна. Акустoeлектронний спосіб визначення переміщення об'єкта / Ю. О. Скрипник, А. С. Довгополий, М. Ф. Жовнір, В. І. Скрипник; № 4897758/SU; заявл. 29.12.1990; опубл. 26.12.1994; бюл. № 5.

29. Пат. на корисну модель 10840 Україна. Спосіб вимірювання кутової швидкості та пристрій для його здійснення / Ю. О. Скрипник, А. С. Довгополий, М. Ф. Жовнір, В. І. Скрипник; № 93005409; заявл. 26.03.1993; опубл. 25.12.1996; бюл. № 4.

30. Пат. на корисну модель 71213 Україна. Пристрій на поверхневих акустичних хвилях для вимірювання тиску / М. Ф. Жовнір, М. Г. Черняк, А. А. Дідківський, С. С. Наушенко, Р. І. Ковтун, В. М. Дейнеко; № 20031210965; заявл. 03.12.2003; опубл. 15.11.2004; бюл. № 11.

31. Пат. на корисну модель 55497 Україна. Пристрій на поверхневих акустичних хвилях для вимірювання тиску / М. Ф. Жовнір, М. Г. Черняк, Д. В. Черненко, Л. М. Шеремет; № u201008841; заявл. 15.07.2010; опубл. 10.12.2010; бюл. 23.

32. Пат. на корисну модель 77113 Україна. Сенсор на поверхневих акустичних хвилях для вимірювання тиску / Д. В. Черненко, М. Ф. Жовнір; № u201209622; заявл. 08.08.2012; опубл. 25.01.2013; бюл. № 2.

33. Пат. на корисну модель 77735 Україна. Вхідний/вихідний перетворювач для сенсорів на поверхневих акустичних хвилях / Д. В. Черненко, М. Ф. Жовнір; № u201209651; заявл. 09.08.2012; опубл. 25.02.2013; бюл. № 4.

34. Пат. на корисну модель 77898 Україна. Пасивна радіомітка на поверхневих акустичних хвилях / Д. В. Черненко, М. Ф. Жовнір; № u201211612; заявл. 08.10.2012; опубл. 25.02.2013; бюл. № 4.

35. Пат. на корисну модель 88694 Україна. Сенсор фізичної величини на поверхневих акустичних хвилях / М. Ф. Жовнір, О. М. Кузьменко, Л. Д.

Писаренко, Д. В. Черненко; № u201312927; заявл. 07.11.2013; опубл. 25.03.2014; бюл. № 6.

36. Пат. на корисну модель 94022 Україна. Сенсор вологості на поверхневих акустичних хвилях / М. Ф. Жовнір, О. М. Кузьменко, Л. Д. Писаренко; № u201405095; заявл. 14.05.2014; опубл. 27.10.2014; бюл. № 20.

37. Пат. на корисну модель 115968 Україна. Датчик для вимірювання кутової швидкості об'єктів / М. Ф. Жовнір, Л. Д. Писаренко, А. В. Іващук, О. О. Олійник, М. В. Бітов, Т. Є. Плешка, Є. С. Законов; № u201606028; заявл. 03.06.2016; опубл. 10.05.2017; бюл. № 9.

38. Жовнир Н. Ф., Лопушенко В. К., Неверов С. В. Высокоточные преобразователи перемещений на поверхностных акустических волнах / *Мат. XVII межотраслевой науч.- техн. конф. памяти М. М. Острякова*. Ленинград, 1991. С.87.

39. Жовнир Н. Ф., Кривоконь И. А., Лопушенко В. К., Черняк Н. Г. Пьезоэлектронные преобразователи перемещений / *Пьезоэлектрические приводы и датчики: сб. мат. межд. науч. – практ. конф.* Обнинск, Россия. 1993. С. 17.

40. Жовнир Н. Ф., Лопушенко В. К., Тарасов Г. П., Черняк Н. Г. Акустоэлектронные преобразователи физических величин / *Проблемы физической и биомедицинской электроники: сб. мат. межд. науч.- техн. конф.* Киев, 1995. С. 95–99.

41. Жовнир Н. Ф. Измерительный преобразователь перемещений на основе использования фазовых набегов ПАВ / *Проблемы физической и биомедицинской электроники: сб. мат. межд. науч.- техн. конф.* Киев, 1996. С. 279–283.

42. Збруцкий А. В., Черняк Н. Г., Лопушенко В. К., Жовнір М. Ф. Акустоэлектронные измерительные преобразователи механических величин: Физико-математические основы построения и техническая реализация / *Сенсорна електроніка та мікросистемні технології. СЕМСТ-3: зб. мат. 3-ої Міжнародної наук.-техн. конф.* Одеса, 2008. С. 21.

43. Лопушенко В.К., Лепих Я.И., Жовнир Н. Ф., Поддубный В. А. Особенности создания волноводных структур для датчиков линейных и угловых перемещений на ПАВ / *Сенсорна електроніка та мікросистемні технології. СЕМСТ-3: зб. мат. 3-ої Міжнародної наук.-техн. конф.* Одеса, 2008. С. 113.

44. Zhovnir M., Chernyak M., Chernenko D., Sheremet L. Measuring transducers of physical quantities based on surface acoustic waves (SAW). *Electronics and Nanotechnology (ELNANO 2011). Proceedings of the XXXI International Scientific Conference.* Kyiv, 2011. P. 172.

45. Черняк Н. Г., Жовнир Н. Ф., Черненко Д. В. Акустоэлектронные измерительные преобразователи механических величин для информационно-измерительных систем / *Гіротехнології, навігація, керування рухом і конструювання авіаційно-космічної техніки: зб. мат. VIII міжн. наук.–техн. конф.* Київ, 2011. С. 75–82.

46. Разін О. В., Жовнір М. Ф. Вимірювальні перетворювачі переміщень на базі ПАХ-хвильоводів. *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. VI наук.–практ. конф.* НТУУ «КПІ». Київ, 2012. С. 65–67.

47. Черненко Д. В., Жовнір М. Ф. Моделювання безпроводних сенсорів на поверхневих акустичних хвилях / *Математичне та імітаційне моделювання систем МОДС'2012: зб. мат. 7-ої міжн. наук.–практ. конф.* Чернігів – Жукив, 2012. С. 200–203.

48. Chernenko D., Zhovnir M., Oliinyk O., Tsyganok B. Wireless Passive Sensor Using Frequency Coded SAW Structures / *The 35th International Spring Seminar on Electronics Technology „Power Electronics” (ISSE 2012).* Bad Aussee (Austria), 2012. P. 424–428. DOI: 10.1109/isse.2012.6273174.

49. Нещерет А. О., Жовнір М. Ф. Компенсація зовнішнього впливу в вимірювальних перетворювачах на поверхневих акустичних хвилях / *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. VIII наук.–практ. конф.* НТУУ «КПІ». Київ, 2014. С. 62–64.

50. Дербанов Є. П., Коротков М. І., Жовнір М. Ф. Акустоелектронний перетворювач лінійних та кутових переміщень / *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. IX наук.– практ. конф.* НТУУ «КПІ». Київ, 2015. С. 105–109.

51. Зайцев М. С., Бурима О. О. Жовнір М. Ф. Радіосенсори на поверхневих акустичних хвилях / *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. IX наук.– практ. конф.* НТУУ «КПІ». Київ, 2015. С. 112–114.

52. Гайдамака В. В., Жовнір М. Ф. Безпроводний датчик магнітного поля / *Перспективні напрямки сучасної електроніки: мат. IX наук.– практ. конф.* НТУУ «КПІ». Київ, 2015. С. 97–100.

53. Плешка Т. Є., Жовнір М. Ф. П'єзоелектричні хвилеводи для вимірювальних перетворювачів на поверхневих акустичних хвилях / *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. X наук. – практ. конф.* НТУУ «КПІ». Київ, 2016. С. 94–100.

54. Zhovnir M. F., Pleshka T. E. Mathematical Model of Piezoelectric Film Waveguide Surface Acoustic Wave / *Electronics and Applied Physics: Proceedings of the XII International Conference.* Kyiv, 2016. P. 83–84.

55. Законов Є. С., Жовнір М. Ф. Високочастотний генератор на поверхневих акустичних хвилях / *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. X наук.– практ. конф.* НТУУ «КПІ». Київ, 2016. С. 59–64.

56. Скочок Д. В., Жовнір М. Ф. Перетворювач акустичних сигналів на базі збурення електричного поля поверхневих акустичних хвиль / *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. X наук.– практ. конф.* НТУУ «КПІ». Київ, 2016. С. 113–116.

57. Герасименко Д. О., Жовнір М. Ф. Схемотехнічні принципи побудови сенсорів фізичних величин на поверхневих акустичних хвилях / *Актуальные научные исследования в современном мире: сб. науч. трудов XVI межд. науч. конф.* Переяслав – Хмельницький, 2016. № 8(16). Ч 1. С.46–53.

58. Zakonov Y. S., Zhovnir M. F., Pysarenko L. D. Surface Acoustic Wave Sensors for Humidity Distance Measuring / *Proceedings of the XII International Conference «Electronics and Applied Physics»*. Kyiv, 2016. P. 249–250.

59. Бітов М. В., Жовнір М. Ф. Система ідентифікації з безпроводними пасивними радіомітками на поверхневих акустичних хвилях / *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. X наук.– практ. конф. НТУУ «КПІ»*. Київ, 2016. С. 50–57.

60. Bitov M. V., Zhovnir M. F. Passive RFID-Mark at Surface Acoustic Waves / *Electronics and Applied Physics: Proceedings of the XII International Conference*. Kyiv, 2016. P. 63–64.

61. Плешка Т. Є., Жовнір М. Ф. Резонатор на біжучих поверхневих акустичних хвилях / *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. XI наук.– практ. конф. НТУУ «КПІ ім. Ігоря Сікорського»*. Київ, 2017. С. 101–106.

62. Zhovnir M. F., Pysarenko L. D., Pleshka T. E. Comb filter based on SAW-resonator of running wave / *Electronics and Applied Physics: Proceedings of the XII International Conference*. Kyiv, 2017. P.213–214.

63. Бітов М. В., Жовнір М. Ф. Підсилювально-вибірковий блок для вимірювальних перетворювачів на поверхневих акустичних хвилях / *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. XI наук.– практ. конф. НТУУ «КПІ ім. Ігоря Сікорського»*. Київ, 2017. С. 55–61.

64. Герасименко Д. О., Жовнір М. Ф., Писаренко Л. Д. Сенсор мікропереміщень та тиску на поверхневих акустичних хвилях / *Перспективні напрямки сучасної електроніки: зб. мат. XI наук.– практ. конф. НТУУ «КПІ ім. Ігоря Сікорського»*. Київ, 2017. С. 45–50.

65. Zhovnir M. F., Pysarenko L. D., Bitov M. V. Acoustoelectronic transducers of displacements with contactless sensitive elements / *Electronics and Applied Physics: Proceedings of the XIII International Conference*. Kyiv, 2017. P.205–206.

ДОДАТОК № 10**ВІДОМОСТІ ПРО АПРОБАЦІЮ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЇ**

Основні результати дисертаційної роботи доповідалися та обговорювалися на міжнародних, вітчизняних і галузевих науково-технічних конференціях та семінарах (Росія, Україна, Австрія), в яких автор брав безпосередню участь:

XVII Міжгалузева наук. – техн. конф. пам’яті М. М. Острякова. Ленінград, Росія, 1991; Міжн. наук. – практ. конф. «П’єзоелектричні приводи і датчики». Обнінськ, Росія, 1993; Міжн. наук. – техн. конф. «Проблеми фізичної і біомедичної електроніки». Київ, 1995 та 1996; III Міжн. наук. – техн. конф. «Сенсорна електроніка та мікросистемні технології». Одеса, 2008; V Наук. – практ. конф. з міжн. участю «Математичне та імітаційне моделювання систем». Київ, 2010; V...XI Наук. – практ. конф. «Перспективні напрямки сучасної електроніки». Київ, 2011...2017; XXXI International Scientific Conference «Electronics and nanotechnology» (ELNANO–2011). Kyiv, 2011; VIII Міжн. наук. – техн. конф. «Гіротехнології, навігація, керування рухом і конструювання авіаційно–космічної техніки». Київ, 2011; VI Міжн. наук. – практ. конф. «Математичне та імітаційне моделювання систем». Чернігів, Україна, 2011; XXXII International Scientific Conference «Electronics and nanotechnology» (ELNANO–2012), Kyiv, 2012; 35th International Spring Seminar on Electronics Technology „Power Electronics” (ISSE 2012). Bad-Aussee, Austria, 2012; VII Міжн. наук. – практ. конф. «Математичне та імітаційне моделювання систем», Чернігів–Жукин, Україна, 2012; XVI Міжн. наук. – практ. Інтернет–конф. «Актуальні наукові дослідження в сучасному світі». Переяслав-Хмельницький, Україна, 2016; I та II Міжн. наук. – техн. конф. «Smart-технології в енергетиці та електроніці». Лазурне, Україна, 2016 та 2017; XII та XIII International Conference «Electronics and Applied Physics». Kyiv, Ukraine, 2016 та 2017; наукові семінари кафедри електронних приладів та пристроїв КПІ імені Ігоря Сікорського.